

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MASTER

**Desarrollo de arrays planos de alta ganancia sobre
tecnología de guía impresa**

Pablo Sánchez Olivares

Junio 2013

Desarrollo de arrays planos de alta ganancia sobre tecnología de guía impresa

AUTOR: Pablo Sánchez Olivares

TUTOR: José Luis Masa Campos

Grupo de Radiofrecuencia, Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)

Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Junio de 2013



Resumen

En este trabajo se ha diseñado, simulado y construido una agrupación plana ranurada sobre tecnología de Guía de Onda sobre Sustrato Integrado (SIW) para banda Ku. Algunos sistemas que operan en la banda Ku son, por ejemplo, la nueva banda DBS para descarga broadcast (17.3 - 17.7 GHz) o subsistemas de telemetría satelital y telemando (16.6 - 17.1 GHz).

Ha sido diseñada una red de alimentación sobre SIW, mitad corporativa (plano de azimuth) y mitad progresiva (plano de elevación), para distribuir la señal de entrada entre 128 elementos radiantes, divididos en 8 agrupaciones lineales de onda progresiva de 16 elementos cada una. Estos elementos se componen de cuatro ranuras cruzadas e inclinadas proporcionando polarización circular a derechas (RHCP). Además, se han incluido un par de vías metálicas de sintonía para mejorar la reflexión de las ranuras más largas. El comportamiento del elemento ha podido ser validado sobre una estructura 2D de alta ganancia.

En el proceso de diseño de la agrupación plana se requiere la evaluación de los efectos de acoplo mutuo entre elementos adyacentes para evitar degradaciones en el diagrama de radiación de la antena, en términos de anchura de haz, nivel de lóbulos secundarios y dirección de apuntamiento. Así, se aplica un modelo iterativo basado en el uso de monitores de campo eléctrico en condiciones de campo en la apertura sobre cada elemento radiante.

La agrupación plana diseñada ha sido construida y medida con el fin de verificar el buen funcionamiento de la antena. A 17 GHz se han obtenido niveles de ganancia de 25.5 dBi y relación axial de 2.33 dB, así como niveles de eficiencia de radiación del 85%. Debido a la dispersión en frecuencia del haz principal típica de los arrays de onda progresiva se ha obtenido un ancho de banda útil del 3% (16.75 - 17.25 GHz).

Palabras Clave

Guía de onda, SIW, ranura, polarización circular, coeficiente de reflexión, relación axial, diagrama de radiación, antena, agrupación lineal, agrupación plana, acoplo, vías de sintonía, red de alimentación.

Abstract

In this work, a Substrate Integrated Waveguide (SIW) slotted planar array in Ku band is designed, simulated and manufactured. Some examples of Ku-band operating systems are the new DBS band for broadcasting downlink (17.3 – 17.7 GHz), or satellite telemetry and tele-command subsystems (16.6 – 17.1 GHz).

A mixed corporate (azimuth plane) and progressive (elevation plane) feeding network over SIW has been designed for distributing the input signal to 128 radiating elements, divided into 8 progressive wave linear arrays of 16 elements each. The single elements are compound by four crossed tilted radiating slots using a right handed circularly polarized (RHCP). In addition, a pair of metallic tuning vias is included to really improve the reflection of longest slots. The slot radiator behavior is validated in a high gain 2D array structure.

The evaluation of mutual coupling effects between adjacent slots is required for the design of the planar array in order to avoid some degradation of the radiation pattern in terms of beam-width, side-lobe level increase and beam-tilt error. An iterative model based on consider near E-field monitors in front of each radiating element is applied.

The designed planar array has been manufactured and measured to verify the antenna performance. 25.5 dB gain, 2.33 dB axial ratio, as well as 85% radiation efficiency values have been experimentally achieved at 17 GHz. A 3% usable bandwidth (16.75 – 17.25 GHz) is obtained due to the typical frequency main beam tilt dispersion in the elevation plane of the progressive wave arrays.

Key words

Waveguide, SIW, slot, circular polarization, reflection coefficient, axial ratio, radiation pattern, antenna, lineal array, planar array, coupling, tuning vias, feeding network.

Agradecimientos

00:00 - Gracias a mi tutor por su dedicación, su entrega, sus enseñanzas, su paciencia y su forma de ser.

10:30 - Gracias a todos mis compañeros de laboratorio por estar siempre ahí (arriba) y allí (abajo).

16:00 - Gracias a mis compañeros de máster por los buenos ratos y las nuevas amistades. Y por estar siempre allí.

19:00 - Gracias a mis amigos por existir.

21:30 - Gracias a mi familia por su apoyo.

22:30 - Gracias a mis padres por absolutamente todo.

23:55 - “¿A quién debo dar gracias? ¿Dios? ¿Alá? ¿Ifrit? Quizá deba darme las gracias a mí mismo. No, eso quedaría muy egocéntrico. ¿Debo escribir lo que me salga del corazón? A lo mejor parezco un moñas. Pero tampoco quiero escribir lo primero que se me ocurra. Ups, ya lo he escrito... ¿qué he puesto al final?...”

“Todo hombre es tonto de remate al menos durante cinco minutos al día. La sabiduría consiste en no rebasar el límite.”

Elbert Hubbard (1856-1915)

Ensayista estadounidense

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1.	Introducción	1
1.1	Motivación	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Organización de la memoria	2
2.	Estado del arte	4
2.1	Principios básicos de antenas	4
2.1.1	Concepto de antena	4
2.1.2	Bandas de frecuencias	4
2.1.3	Tipos de antenas	5
2.1.3.1	Antenas lineales (elementos y de onda progresiva)	5
2.1.3.2	Agrupaciones de antenas (Arrays)	5
2.1.3.3	Antenas de apertura	6
2.1.4	Diagrama de Radiación	6
2.1.5	Directividad y ganancia	8
2.1.6	Polarización	8
2.2	Teoría SIW (Substrate Integrated Waveguide)	10
2.3	Elementos radiantes	13
2.3.1	Parches	13
2.3.2	Ranuras	14
2.4	Arrays de antenas	16
2.4.1	Arrays lineales	17
2.4.2	Arrays planos	21
2.4.3	Phased arrays	24
3.	Diseño de la antena	25
3.1	Estructura global	25
3.1.1	Consideraciones previas	26
3.2	Elemento radiante unitario	27
3.3	Agrupación lineal con potencia residual	33
3.3.1	Obtención de los factores de acoplo	33
3.3.2	Proceso de diseño	34
3.3.3	Modelo de compensación de acoplos multi-puerto	35

3.3.4 Resultados experimentales	36
3.4 Agrupación lineal con carga adaptada.....	42
3.4.1 Elemento radiante con cortocircuito	42
3.4.2 Agrupación lineal con cortocircuito.....	43
3.4.3 Agrupación lineal de parches radiantes.....	44
3.5 Agrupación plana 2D	47
3.5.1 Estructura.....	47
3.5.2 Red de alimentación corporativa en SIW.....	49
3.5.3 Método de compensación de acoplos	52
3.5.3.1 Descripción	53
3.5.3.2 Comparativa.....	54
3.5.3.3 Aplicación.....	55
3.5.4 Integración	56
3.5.5 Resumen	57
4. Resultados experimentales.....	58
5. Conclusiones y trabajo futuro.....	64
5.1 Conclusiones.....	64
5.2 Trabajo futuro.....	65
Referencias.....	67
Anexos	i
Publicaciones	xvi

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1: Antenas parabólicas del radiotelescopio “Very Large Array”, New Mexico, USA.....	4
Figura 2-2: Clasificación de antenas respecto a sus frecuencias de operación	5
Figura 2-3: Antena Helicoidal.....	5
Figura 2-4: Antena Yagi.....	5
Figura 2-5: Array de ranuras en guía de onda para banda X	5
Figura 2-6: Array de parches microstrip para banda C	5
Figura 2-7: Antena parabólica	6
Figura 2-8: Antena de bocina piramidal	6
Figura 2-9: Representación de diagramas de radiación	7
Figura 2-10: Tipos de diagramas de radiación	7
Figura 2-11: Elipse de polarización	8
Figura 2-12: Ejemplo de polarización lineal	9
Figura 2-13: Ejemplo de polarización circular.....	9
Figura 2-14: Guía de onda rectangular	10
Figura 2-15: Guía de onda circular	10
Figura 2-16: Guía de onda con la tecnología impresa SIW	11
Figura 2-17: Fórmulas de equivalencia entre anchuras para SIW (a_{SIW}) y guía convencional (a_{GUIA}), con un error del 1%, extraída de [4]	11
Figura 2-18: Regiones de trabajo de una SIW, extraída de [5], en función de sus parámetros “d” (diámetro de las vías) y “p” (separación entre vías).....	12
Figura 2-19: Transición de línea microstrip a SIW en el mismo sustrato	12
Figura 2-20: Parche rectangular sobre un sustrato dieléctrico alimentado por una línea de transmisión.....	13
Figura 2-21: Mejora del ancho de banda de un parche rectangular basado en la modificación de la forma del parche y de su plano de masa [8]	14
Figura 2-22: Esquema de una ranura radiante.....	14
Figura 2-23: Alimentación de ranuras por medio de una guía de onda.....	15
Figura 2-24: Ejemplos de ranuras radiantes presentados en la literatura actual	16
Figura 2-25: Ejemplos de diferentes tipos de antenas de array	17
Figura 2-26: Array lineal con N elementos equiespaciados y separados una distancia d	17
Figura 2-27: Tabla con niveles de ganancia y eficiencia de radiación para antenas de 1, 4 y 16 elementos, extraída de [18].....	18
Figura 2-28: Diagrama de radiación normalizado del array lineal diseñado en [19].....	18
Figura 2-29: Ejemplo de grating lobes generados sobre un diagrama de radiación	19
Figura 2-30: Representación del margen visible (ψ) del factor de array (F_A).....	19

Figura 2-31: Diagramas de radiación a 10 GHz presentados en [20]. Arrays lineales con distinta dirección de máximo apuntamiento.....	20
Figura 2-32: Diagramas de radiación normalizados a 16.3 y 17.7 GHz del array lineal presentado en [15] ($f_{\text{diseño}} = 16$ GHz).....	21
Figura 2-33: Retícula de MxN elementos dispuestos sobre el plano XY	21
Figura 2-34: Diagrama de radiación normalizado (plano E y plano H) del prototipo presentado en [22]	22
Figura 2-35: Agrupaciones de antenas planas alimentadas con diferentes tecnologías	23
Figura 2-36: Agrupación plana de 1024 elementos presentada en [24]	23
Figura 2-37: Agrupación radial de parches presentada en [25].....	23
Figura 2-38: Radar de phased arrays PAVE PAWS, en Alaska.....	24
Figura 3-1: Imagen de la antena diseñada	25
Figura 3-2: Caracterización de la estructura SIW utilizada.....	26
Figura 3-3: Elemento radiante formado por 4 ranuras inclinadas y dos vías de sintonía.....	27
Figura 3-4: Esquema de formación del elemento de 4 ranuras a partir del elemento de 2 ranuras presentado en [10]	27
Figura 3-5: Representación de parámetros S en dB (izq.) y en carta de Smith (der.) de una ranura de longitud $L_s = 5.77$ mm con vías de sintonía (—) y sin vías de sintonía (- - -)	28
Figura 3-6: Coeficientes de reflexión, acoplo y axial ratio para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz	29
Figura 3-7: Parámetro x_s optimizado y nivel de fase de la componente ERHCP para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz.....	30
Figura 3-8: Amplitud y fase del parámetro S_{21} para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz.....	31
Figura 3-9: Parámetros x_{vs} y y_{vs} optimizados para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz (sólo elementos con vías de sintonía, $L_s > 5.1$ mm)	31
Figura 3-10: Porcentaje de reducción de tamaño del elemento de 4 ranuras cruzadas respecto al elemento de 2 ranuras presentado en [10] en función de la capacidad de acoplo del mismo.....	32
Figura 3-11: Array lineal sobre SIW con 16 elementos de 4 ranuras y puerto de salida diseñado en [16] con transiciones SMA-Microstrip-SIW y recubrimiento metálico (Anexo D). Entorno de simulación.....	33
Figura 3-12: Factores de alimentación y diagrama de radiación teórico para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB	34
Figura 3-13: Modelo de acoplo de señal mutuo entre elementos adyacentes (3x3)	35

Figura 3-14: Array lineal sobre SIW con 16 elementos de 4 ranuras y puerto de salida [16] con transiciones SMA-Microstrip-SIW y recubrimiento metálico (Anexo D). Fabricación en la empresa ELATE S.A. [28]	37
Figura 3-15: Simulación y medida de los coeficientes de reflexión (izq.) y transmisión (der.) del array lineal con puerto de salida diseñado en [16] con transiciones SMA-Microstrip-SIW y recubrimiento metálico (Anexo D). Fabricación en la empresa ELATE S.A. [28]	38
Figura 3-16: Array lineal sobre SIW con 16 elementos de 4 ranuras y puerto de salida [16] con transiciones SMA-Microstrip-SIW y recubrimiento metálico (Anexo D). Fabricación en la EPS-UAM.....	38
Figura 3-17: Comparativa de los coeficientes de reflexión de los arrays contruidos en la EPS-UAM con y sin vías de sintonía	39
Figura 3-18: Coeficiente de transmisión del array lineal con puerto de salida construido en la EPS-UAM usando vías de sintonía.....	39
Figura 3-19: Diagrama de radiación normalizado (simulación y medida) del array lineal con puerto de salida construido en la EPS-UAM usando vías de sintonía a 17 GHz (plano $\phi=0^\circ$)	40
Figura 3-20: Diagrama de radiación normalizado del array lineal con puerto de salida construido en la EPS-UAM usando vías de sintonía a 16.3, 17 y 17.7 GHz (plano $\phi=0^\circ$)	41
Figura 3-21: Directividad, ganancia, eficiencias (izq.) y nivel de axial ratio (der.) del array lineal con puerto de salida construido en la EPS-UAM usando vías de sintonía en dirección de máximo apuntamiento (plano $\phi=0^\circ$)	41
Figura 3-22: Elemento final (matching slot pair) presentado en [29]	42
Figura 3-23: Entorno de simulación (izq.) y coeficiente de reflexión simulado (der.) del último elemento con carga adaptada ($L_s= 5.77$ mm, tipo M, $x_s= 2.33$ mm, $x_{vs}= 2.9$ mm, $y_{vs}= 1.6$ mm, $L_{short}= 7.30$ mm)	42
Figura 3-24: Entorno de simulación del array lineal con carga adaptada	43
Figura 3-25: (izq.) Coeficiente de reflexión simulado y (der.) diagrama de radiación simulado ($f = 17$ GHz, plano $\phi=0^\circ$) de la agrupación lineal con carga adaptada.....	44
Figura 3-26: Array lineal de parches con carga adaptada, transición SMA-Microstrip-SIW de entrada y recubrimiento metálico (Anexo D)	44
Figura 3-26: Estructura de capas del array lineal de parches diseñado (celda de 3 elementos).....	45
Figura 3-26: Coeficiente de reflexión del array lineal de parches diseñado con y sin un gap de aire de 0.08 mm.....	46
Figura 3-26: Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz del array lineal de parches diseñado ($\phi=90^\circ$) con un gap de aire de 0.08 mm	46

Figura 3-27: Diagramas de radiación normalizados a 16.3 y 17.7 GHz del array lineal diseñado en ¡Error! No se encuentra el origen de la referencia. ($f_{\text{diseño}} = 17$ GHz).....	47
Figura 3-28: Entorno de simulación del array plano 2D	48
Figura 3-29: Red de alimentación corporativa sobre SIW, formado por tres niveles, utilizando divisores en “T”, divisores en “Y” y codos en ángulo recto con postes inductivos.....	49
Figura 3-30: Codo en ángulo recto sobre SIW. Estructura (izq.) y distribución del campo eléctrico por la SIW (der.).....	50
Figura 3-31: Codo en ángulo recto sobre SIW. Respuesta de parámetros S simulada, amplitud en dB ($u_p = 3.61$ mm, $w_p = 3.52$ mm, $a_{\text{SIW}} = 11$ mm)	50
Figura 3-32: Divisor en “T” sobre SIW. Estructura (izq.) y distribución del campo eléctrico por la SIW a 17 GHz (der.).....	51
Figura 3-33: Respuesta de parámetros S simulada, amplitud en dB (izq.) y fase en grados (der.), del divisor en “T” sobre SIW ($L_p = 4.15$ mm, $L_d = 0.5$ mm, $a_{\text{SIW}} = 11$ mm)	51
Figura 3-34: Divisor en “Y” sobre SIW. Estructura (izq.) y distribución del campo eléctrico por la SIW a 17 GHz (der.).....	51
Figura 3-35: Respuesta de parámetros S simulada, amplitud en dB (izq.) y fase en grados (der.), del divisor en “Y” sobre SIW ($L_s = 14.52$ mm, $L_d = 0.5$ mm).....	52
Figura 3-36: Respuesta de parámetros S simulada de la red de alimentación corporativa 1:8 sobre SIW	52
Figura 3-37: Estructura 3x3 del modelo de compensación de acoplos mutuos con monitores de campo eléctrico en condiciones de campo en la apertura (“Near E-Field Monitors”)	53
Figura 3-38: Entorno de simulación de la estructura de 3x3 elementos. Modelo de compensación de acoplos (a) con monitores de campo eléctrico y (b) multipuerto	55
Figura 3-39: Entorno de simulación de la agrupación plana 2D alimentada por un divisor de potencia sobre SIW	56
Figura 4-1: Prototipo del array 2D plano sobre SIW construido	58
Figura 4-2: Medida y simulación del coeficiente de reflexión del array 2D plano sobre SIW	59
Figura 4-3: Agrupación plana 2D construida. Zoom sobre elementos y vías soldadas	59
Figura 4-4: Medida y simulación del diagrama de radiación normalizado del array 2D plano sobre SIW a 17 GHz (plano de elevación, $\phi=0^\circ$)	60
Figura 4-5: Medida y simulación del diagrama de radiación normalizado del array 2D plano sobre SIW a 17 GHz (plano de azimuth, $\phi=90^\circ$)	61

Figura 4-6: Medida del diagrama de radiación normalizado del array 2D plano sobre SIW a 16.3, 17 y 17.7 GHz. (izq) plano de elevación, $\phi = 0^\circ$ y (der.) plano de azimuth, $\phi = 90^\circ$	61
Figura 4-7: Ganancia (medida y simulación) y eficiencia de radiación del array 2D plano sobre SIW en dirección de máximo apunt. (plano de elevación, $\phi = 0^\circ$)	62
Figura 4-8: Nivel de axial ratio (medida y simulación) del array 2D plano sobre SIW en dirección de máximo apuntamiento (plano de elevación, $\phi = 0^\circ$)	62
Figura A-1: Logo de CST Microwave Studio.....	i
Figura A-2: Entorno de trabajo de CST.....	i
Figura A-3: Entorno de trabajo del software Ensemble 1D Array Synthesis	ii
Figura A-4: Entorno de trabajo de ADS. Esquemático (izquierda) y Layout (derecha).....	iii
Figura A-5: Software DAMS Antenna Measurement Studio	iii
Figura B-1: Máquina de fresado de circuitos impresos LPKF ProtoMat S100...	iv
Figura B-2: Esquema sobre el proceso de diseño software para la construcción de un prototipo.....	v
Figura B-3: Herramientas de rutado y corte utilizadas por la fresadora LPKF ProtoMat S100	vi
Figura C-1: Cámara Anecocia de la EPS-UAM (C-103).....	vii
Figura C-2: Material absorbente piramidal.....	viii
Figura C-3: Analizador de Redes E5071C de Agilent Technologies propiedad de la EPS	viii
Figura C-4: Contenido del kit de calibración 85052D de Agilent Technologies .	ix
Figura C-5: Cables de medida flexibles “Agilent 85131E/F/H NMD-3.5 mm -f- to 3.5 mm”	ix
Figura C-6: Plataforma giratoria y control hardware del sistema de medida DAMS 6000	x
Figura C-7: Elementos para ajuste preciso del sistema.....	x
Figura C-8: Software DAMS Antenna Measurement Studio	xi
Figura C-9: Amplificadores ZX60-24-S+	xi
Figura C-10: Fuente de alimentación PROMAX FAC-662B.....	xi
Figura C-11: Esquema de montaje de la Cámara Anecocia de la EPS-UAM y su sistema de control y medida	xii
Figura C-12: Bocinas de referencia (sonda) disponibles en la cámara anecoica de la EPS-UAM para tomar medidas a diferentes rangos de frecuencias (hasta 20 GHz).....	xiii

Figura D-1: Transición SMA-microstrip-SIW	xiv
Figura D-2: Transición SMA-microstrip-SIW construida y piezas mecanizadas de aluminio (izq.). Respuesta de parámetros S en dB (der.).....	xiv
Figura D-3: Planos pieza de aluminio superior	xv
Figura D-4: Planos pieza de aluminio inferior	xv

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2-1: Banda de frecuencias en el rango de las microondas	4
Tabla 3-1: Parámetros físicos de la estructura radiante unitaria	28
Tabla 3-2: Tipos de elementos radiantes en función de L_s , θ_s , y_s y $x_{s\text{sup}}$	30
Tabla 3-3: Coeficientes de acoplo (dB) para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB y una potencia residual del 2 %	34
Tabla 3-4: Parámetros de los 16 elementos del array lineal con potencia residual	37
Tabla 3-5: Parámetros de los 16 elementos de cada array lineal que conforman el array plano 2D (método de compensación de acoplos aplicado)	55
Tabla 4-1: Comparativa entre la agrupación lineal con potencia residual (sección 3.3.4) y la agrupación plana 2D construidas	63

1. INTRODUCCIÓN

Este documento describe el proyecto técnico de ingeniería consistente en el diseño y fabricación de una antena impresa de alta ganancia que opera en la banda de frecuencias Ku (12-18 GHz). Este proyecto ha sido llevado a cabo íntegramente en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior en la Universidad Autónoma de Madrid (en adelante EPS-UAM).

1.1 Motivación

Los sistemas de comunicación por satélite han evolucionado en los últimos años en la parte del sistema radiante hacia antenas de bajo perfil (reduciendo el volumen en comparación con una antena reflectora) y capacidad de reconfiguración a un bajo coste. En el caso de los sistemas de comunicaciones por satélite, para una correcta recepción y transmisión de la señal, se precisan antenas de alta ganancia y bajas pérdidas para un correcto funcionamiento del sistema.

La utilización de agrupaciones planas de antenas presenta grandes ventajas: estructuras compactas y de bajo perfil, fáciles de integrar con el receptor o transmisor y con un comportamiento muy versátil en la red de alimentación. Además, la incorporación de las estructuras en guía a la tecnología impresa, mediante la utilización de guías de onda sobre sustrato integrado (SIW) permite mejorar las prestaciones de la misma en términos de peso y tamaño.

Por otra parte, el diseño y la fabricación de este tipo de antenas cada vez adquiere un mayor protagonismo en la tecnología de antenas impresas, que ofrece la posibilidad de construir antenas de alta ganancia sobre sistemas de dimensiones más pequeñas y con costes de fabricación bastante menores que los que ofrece la tecnología convencional.

1.2 Objetivos

Como objetivo principal de este Trabajo Fin de Máster (TFM) se propone el diseño de una agrupación bidimensional de $N \times M$ ranuras, distribuidas en N agrupaciones unidimensionales de M elementos radiantes cada una. La alimentación progresiva de las mismas se realizará a través de redes corporativas en tecnología SIW. Además, se aplicará un método de compensación de acoplos entre elementos radiantes basado en la observación de las componentes de campo eléctrico radiado por cada uno de ellos en condiciones de campo en la apertura. La asociación de varias agrupaciones lineales

provocará un aumento de la directividad en el plano ortogonal al de propagación de la señal a través de la SIW traduciéndose, a su vez, en un aumento considerable de la ganancia total de la antena.

Los objetivos concretos de este TFM son:

1. Diseño de una agrupación lineal que sea capaz de radiar la totalidad de la señal entrante en la antena. Para ello, se tomará una agrupación lineal de onda progresiva previamente diseñada por el alumno, que consta de puerto de entrada y de salida, y se rediseñará añadiendo un cortocircuito en el último elemento radiante de la misma para radiar la potencia residual de la antena.
2. Diseño de una agrupación bidimensional plana utilizando 8 agrupaciones lineales de onda progresiva de 16 elementos radiantes cada una (agrupaciones similares a las diseñadas anteriormente).
3. Estudio y aplicación de un método de compensación de acoplamientos mutuos entre elementos radiantes adyacentes y caracterización de los mismos para evitar degradaciones en el diagrama de radiación global, tanto en términos de anchura de haz y nivel de lóbulos secundarios como en la dirección de apuntamiento de la antena.
4. Diseño de un divisor de potencia en tecnología SIW para la alimentación corporativa de las agrupaciones lineales que forman parte de la agrupación plana diseñada.
5. Integración de la antena bidimensional plana con la red de alimentación en SIW diseñada.
6. Fabricación y medida de la respuesta en frecuencia y en radiación de la antena diseñada.
7. Como objetivo adicional, se ha realizado la puesta en marcha de la Cámara Anecoica de la EPS-UAM en el rango de frecuencias de 10-20 GHz para la medida de los diagramas de radiación de la antena.

1.3 Organización de la memoria

La documentación del proyecto estará estructurada según los siguientes apartados:

- **Capítulo 1:** Introducción, motivación y organización de esta memoria.
- **Capítulo 2:** Se hace referencia al Estado del Arte actual, destacando especialmente las agrupaciones de antenas y la tecnología SIW.
- **Capítulo 3:** Se describe el proceso de diseño del array bidimensional, así como de la red corporativa diseñada y del método de compensación de acoplos utilizado.

- **Capítulo 4:** Se presenta el proceso de fabricación del prototipo final, así como los resultados experimentales derivados del mismo.
- **Capítulo 5:** Por último, se muestra un sumario de las conclusiones extraídas a lo largo de todo el proceso de diseño y fabricación del dispositivo expuesto, así como de un apartado de posibles mejoras y líneas de trabajo futuro.

2. ESTADO DEL ARTE

2.1 Principios básicos de antenas

2.1.1 Concepto de antena

Una antena se define como un dispositivo diseñado para emitir o recibir ondas de radio al medio. Las características de las antenas dependen de la relación entre sus dimensiones y la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia transmitida o recibida.



Figura 2-1: Antenas parabólicas del radiotelescopio “Very Large Array”, New Mexico, USA

Una buena antena se caracterizará por tener un buen rendimiento de radiación, por estar bien adaptada a la línea de transmisión a la que se conecta y por poseer un diagrama de radiación adecuado.

2.1.2 Bandas de frecuencias

El espectro electromagnético actual se encuentra dividido en intervalos de frecuencia asignados a diferentes usos dentro de las radiocomunicaciones. Actualmente se encuentra regulado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones y abarca el espectro de radiofrecuencia y parte del espectro de microondas.

Banda	Frecuencia (Mín. – Máx.)	Longitud de onda (Máx. – Mín.)
L	(1 – 2) GHz	(30 – 15) cm
S	(2 – 4) GHz	(15 – 7.5) cm
C	(4 – 8) GHz	(7.5 – 3.75) cm
X	(8 – 12.4) GHz	(3.75 – 2.42) cm
Ku	(12.4 – 18) GHz	(2.42 – 1.66) cm
K	(18 – 26.5) GHz	(1.66 – 1.11) cm
Ka	(26.5 – 40) GHz	(1.11 – 0.75) cm
mm	(40 – 300) GHz	(0.75 – 1) mm

Tabla 2-1: Banda de frecuencias en el rango de las microondas

2.1.3 Tipos de antenas

La Figura 2-2 muestra la clasificación clásica descrita en [1] donde se distinguen antenas de elementos, antenas de onda progresiva, arrays o agrupaciones de antenas y, por último, antenas de apertura.

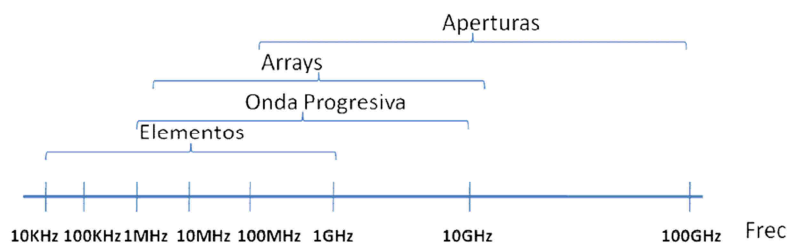


Figura 2-2: Clasificación de antenas respecto a sus frecuencias de operación

2.1.3.1 Antenas lineales (elementos y de onda progresiva)

Son antenas cuyos elementos radiantes pueden ser construidos con conductores de hilo. Como ejemplos de este tipo de antenas tenemos los monopolos, los dipolos, las antenas helicoidales o en espira.



Figura 2-3: Antena Helicoidal

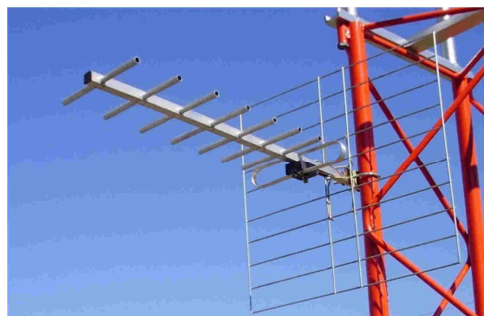


Figura 2-4: Antena Yagi

2.1.3.2 Agrupaciones de antenas (Arrays)

Las agrupaciones de antenas o arrays de antenas están formadas por un conjunto de antenas que conforman un diagrama de radiación determinado mediante el control de la amplitud y la fase de alimentación de cada una de ellas. La gran característica de los arrays es que su diagrama de radiación es modificable pudiendo ser adaptado para diferentes aplicaciones.

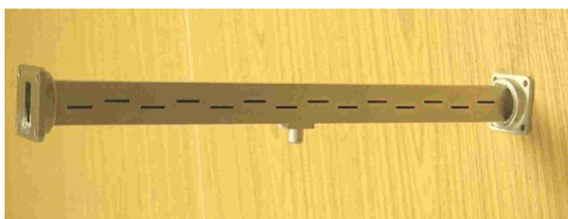


Figura 2-5: Array de ranuras en guía de onda para banda X



Figura 2-6: Array de parches microstrip para banda C

Una aplicación muy interesante de los arrays es la construcción de antenas inteligentes. La integración de dispositivos digitales desfasadores sobre los elementos radiantes supone una vía investigadora muy amplia en el campo de las antenas reconfigurables.

2.1.3.3 Antenas de apertura

Son aquellas antenas que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético y así concentrar su emisión o recepción en una dirección determinada. Un ejemplo muy conocido, tanto para comunicaciones radio-terrestres como por satélite, son las antenas parabólicas. Su funcionamiento se basa en la reflexión de las ondas electromagnéticas que emanan del dispositivo emisor sobre la superficie parabólica. También cabe destacar las antenas de bocina, muy utilizadas en el rango de las microondas.



Figura 2-7: Antena parabólica

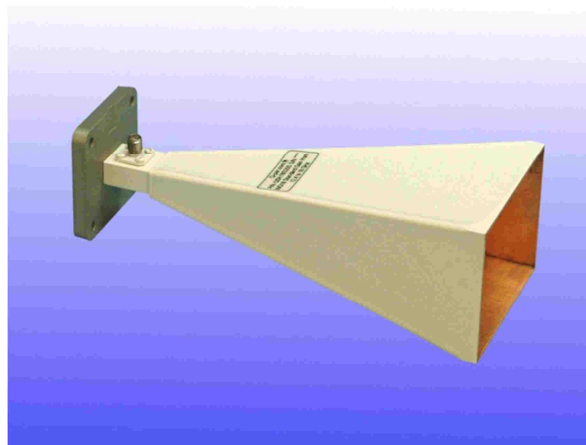


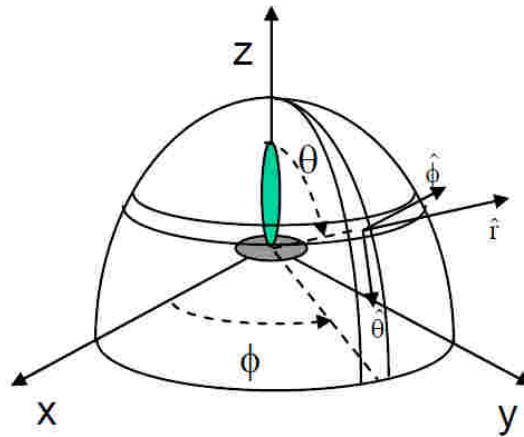
Figura 2-8: Antena de bocina piramidal

2.1.4 Diagrama de Radiación

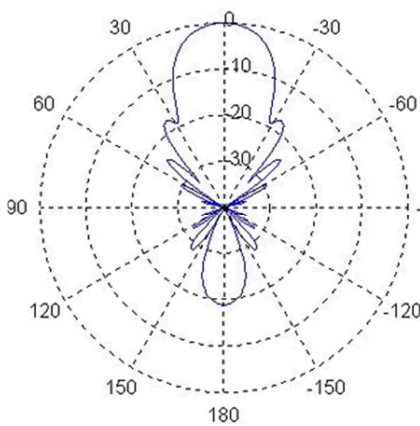
Se llama diagrama de radiación o patrón de radiación a la representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales. Lo más habitual es representar la densidad de potencia radiada, aunque también se pueden encontrar diagramas de polarización o de fase. Se define en regiones de campo lejano donde la distribución del campo angular no depende de la distancia de la antena.

Dentro de los diagramas de radiación se define la componente copolar como aquella que representa la radiación de la antena con la polaridad deseada y la contrapolar como aquella con polaridad contraria.

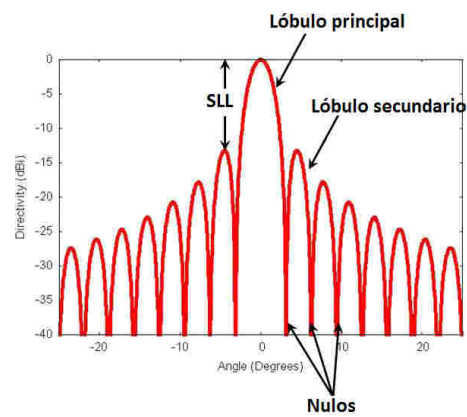
Las formas más corrientes de representación de un diagrama de radiación son los sistemas de 3D, utilizando el sistema de coordenadas esféricas, o los sistemas 2D, usando sistemas de coordenadas polares o cartesianas (Figura 2-9).



(a) Coordenadas esféricas (3D)



(b) Coordenadas polares (2D)



(c) Coordenadas cartesianas (2D)

Figura 2-9: Representación de diagramas de radiación

Los tipos de diagrama de radiación pueden ser clasificados dependiendo de la directividad de la propia radiación de la antena (Figura 2-10):

- Isotrópicos: La radiación de la antena tiene la misma densidad de potencia en todas direcciones.
- Omnidireccionales: Antenas que presentan simetría de revolución en torno a un eje. Característicos de las antenas monopolo.
- Directivos: Diagramas en los que el máximo de radiación se concentra en una dirección determinada, aumentando la ganancia de la antena en dicha dirección.



Figura 2-10: Tipos de diagramas de radiación

2.1.5 Directividad y ganancia

El parámetro de directividad se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada (U) con respecto a la intensidad de radiación que produciría la antena si radiara en todas direcciones (U_0). Suponiendo condiciones de campo lejano, este valor se puede deducir de la siguiente ecuación:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \quad (2.1)$$

La ganancia de una antena queda definida como el cociente entre la intensidad de radiación en una dirección determinada y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptara la misma potencia de entrada (P_{in}) que la antena bajo estudio.

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (2.2)$$

Un parámetro importante de cualquier dispositivo radiante es su eficiencia (η). Se define como la relación entre la potencia radiada (P_{rad}) y la potencia que llega a la antena (P_{in}). Además este valor relaciona directamente los parámetros de directividad y ganancia.

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (2.3) \quad G(\theta, \varphi) = \eta \cdot D(\theta, \varphi) \quad (2.4)$$

2.1.6 Polarización

Como ya se sabe, una antena emite o recibe ondas de radio. Por tanto, en cada punto del espacio existe un vector de campo eléctrico que depende tanto de la posición como del tiempo. La polarización de una antena en una dirección determinada es la variación temporal del campo radiado en esa misma dirección.

Esa variación de dirección del campo y su sentido de giro traza una figura vista desde la antena que es la que define el tipo de polarización. Es lo que se llama, para el caso general, elipse de polarización.

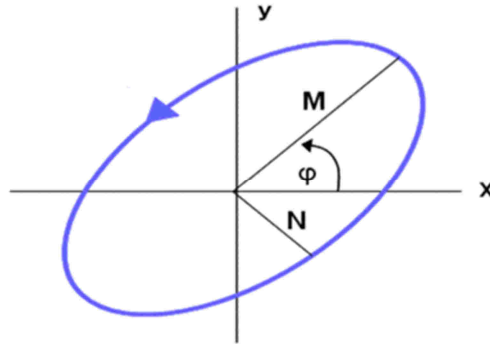


Figura 2-11: Elipse de polarización

Aunque en un caso general la polarización de onda transmitida tenga la forma de elipse, existen dos casos particulares de interés:

- Polarización lineal: Si la figura trazada en el tiempo es un segmento la polarización será lineal. Esta puede ser tanto vertical como horizontal.

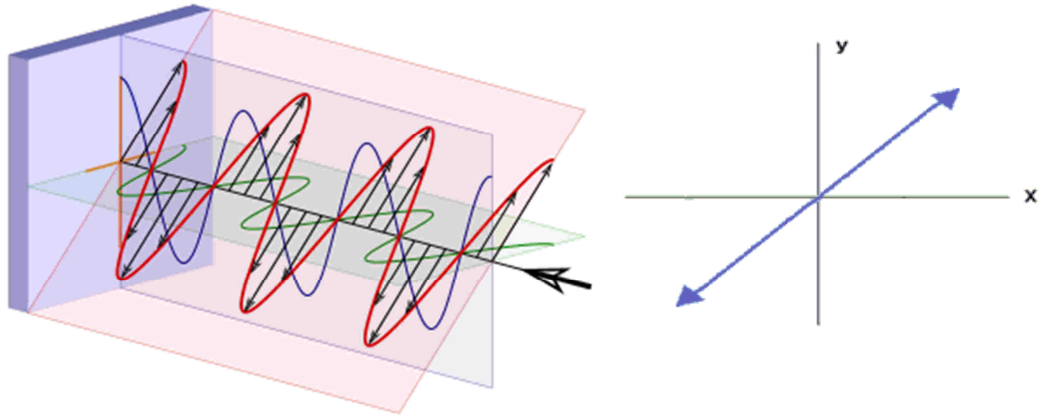


Figura 2-12: Ejemplo de polarización lineal

- Polarización circular: Si el campo radiado forma una circunferencia. Puede circular a derechas o a izquierdas dependiendo del sentido de giro.

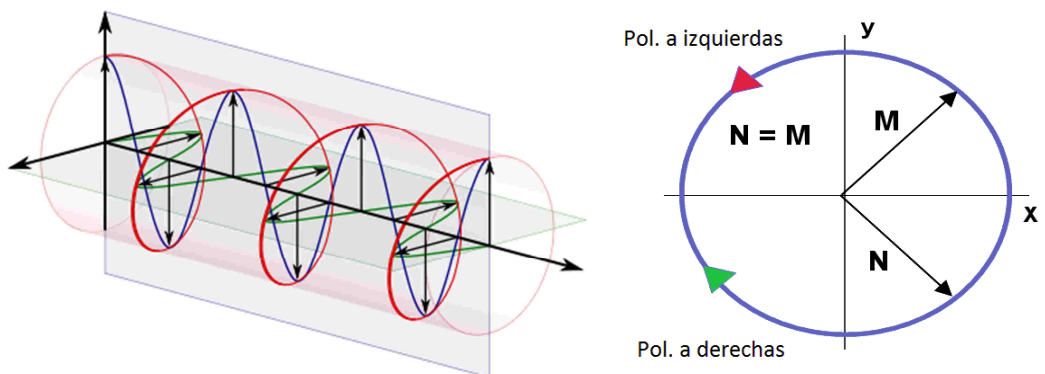


Figura 2-13: Ejemplo de polarización circular

Para conocer el tipo de polarización bajo estudio se define un parámetro denominado *Relación Axial* o *Axial Ratio* (AR) como el cociente entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización, es decir, $AR = M/N$.

De esta manera, el AR será un valor comprendido entre 1 $AR \leq \infty$ donde:

- Si $AR = \infty \rightarrow$ Polarización lineal
- Si $AR = 1 \rightarrow$ Polarización circular

Si la pureza de la polarización circular es perfecta ($AR=1$) las componentes de campo vertical y horizontal se propagan ortogonalmente y, por lo tanto, es posible transmitir el doble de información en una misma onda.

2.2 Teoría SIW (Substrate Integrated Waveguide)

Una guía de onda es un elemento físico que se encarga de la propagación de una onda mediante el confinamiento de esta dentro ella. La transmisión de señales por guías de onda reduce la disipación de energía, lo que las hace apropiadas para aplicaciones en altas frecuencias y, en concreto, para el rango de las microondas. Una guía de onda está formada por un único conductor cerrado y un dieléctrico en su interior.

Existen diferentes tipos de guías de onda según su geometría. Es posible modelar guías con formas elípticas, triangulares o, incluso, de formas totalmente arbitrarias. Sin embargo, las más corrientes y utilizadas son las guías rectangular (Figura 2-14) y circular (Figura 2-15). Todos los conceptos sobre las mismas quedan ampliamente desarrollados en [2].

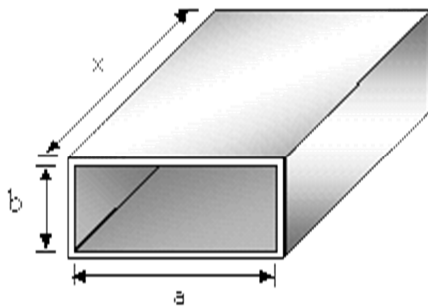


Figura 2-14: Guía de onda rectangular

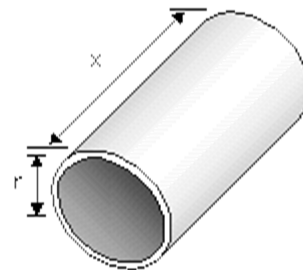


Figura 2-15: Guía de onda circular

A finales de 1993 surgió una tecnología conocida como SIW (Substrate Integrated Waveguide o Guía de Onda Integrada en Sustrato) la cual, como su propio nombre indica, consiste en integrar una guía de onda rectangular dentro de un sustrato dieléctrico, es decir, usando la tecnología impresa de PCBs.

Las guías de onda convencionales se fabrican con estructuras metálicas de gran tamaño, lo que da lugar a dispositivos pesados, difíciles de integrar en un sistema y de un coste elevado. La tecnología SIW integra todas las ventajas de propagación y pérdidas de las guías tradicionales. Sin embargo, es construida mediante técnicas de circuitos impresos, de tal manera que elimina las desventajas de las guías convencionales en términos de coste y peso.

Una SIW se basa en implementar las paredes metálicas de la guía de onda mediante una serie de vías metalizadas. De esta forma la señal queda confinada entre estas pseudo-paredes metálicas y las placas superior e inferior del sustrato.

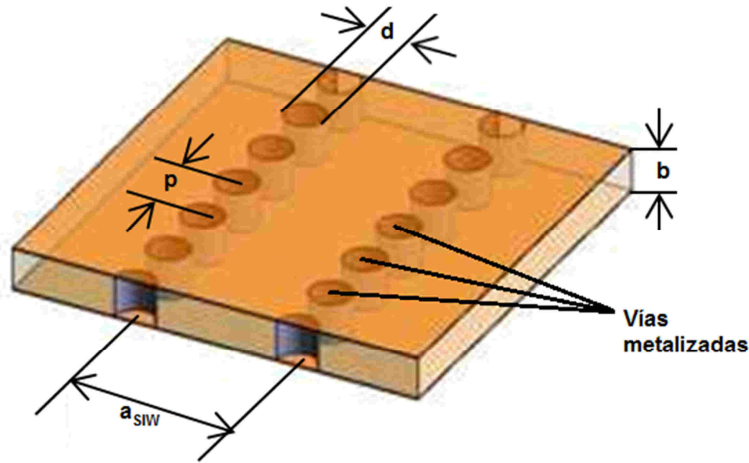
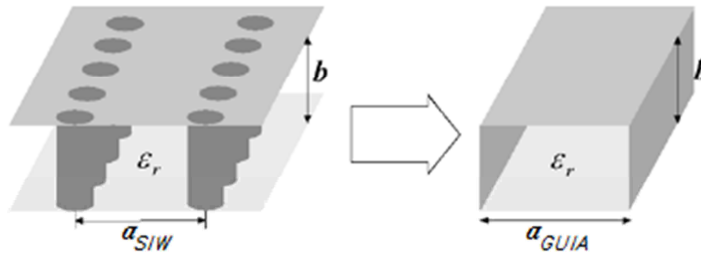


Figura 2-16: Guía de onda con la tecnología impresa SIW

Desde hace unos años atrás hasta la actualidad han surgido variedad de estudios sobre las características físicas y electromagnéticas de la tecnología SIW. En [3] se presenta un cálculo de las características de dispersión de las estructuras SIW para diferentes tamaños y configuraciones de las mismas (variando sus dimensiones, separación entre vías consecutivas, etc...). A partir del mismo los autores son capaces de establecer una equivalencia directa entre la anchura de una guía rectangular convencional y su equivalente en SIW con un error del 5%. Más tarde, surgieron una serie de fórmulas [4] que establecen dicha equivalencia con, tan sólo, un error del 1% (Figura 2-17).



$$\begin{aligned}\xi_1 &= 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a_{SIW}}{p} - 1.0684} \\ \xi_2 &= -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{a_{SIW}}{p} - 1.2010} \\ \xi_3 &= 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{a_{SIW}}{p} + 0.2152}\end{aligned}$$

$$\bar{a} = \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{(\xi_1 + \xi_2 - \xi_3)}{(\xi_3 - \xi_1)}}$$

$$a_{GUIA} = a_{SIW} \cdot \bar{a}$$

Figura 2-17: Fórmulas de equivalencia entre anchuras para SIW (a_{SIW}) y guía convencional (a_{GUIA}), con un error del 1%, extraída de [4]

Para la correcta caracterización de una estructura SIW es necesario respetar una serie de reglas ampliamente analizadas en [5]. El objetivo debe ser trabajar en la llamada región de interés (Figura 2-18) evitando el resto de regiones, que se describen brevemente a continuación:

- Región “bandgap”, donde la SIW no está correctamente caracterizada y, por tanto, no actúa como tal.
- Región “leakage” o de pérdidas por goteo, donde la estructura tiene un número muy elevado de pérdidas.
- Región no realizable, donde el diámetro de las vías sería mayor que la separación entre ellas ($d > p$).
- Región de sobre-perforación, donde el número de vías metálicas utilizado es excesivo.

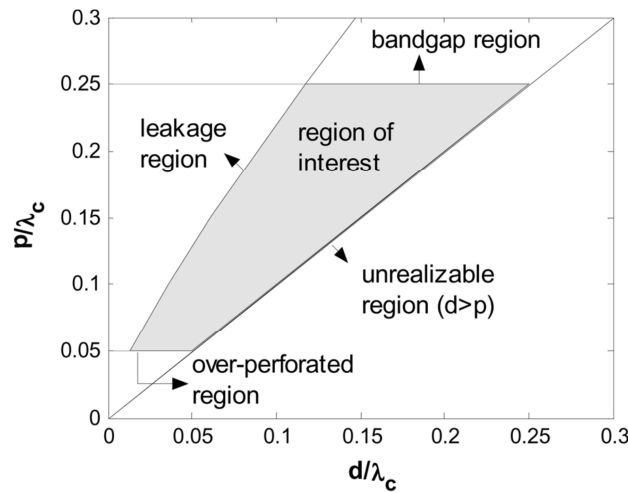


Figura 2-18: Regiones de trabajo de una SIW, extraída de [5], en función de sus parámetros “d” (diámetro de las vías) y “p” (separación entre vías)

La tecnología SIW fue creada para trabajar a altas frecuencias, ya que si se utilizara para bajas frecuencias los tamaños de la misma serían similares a los de la guía convencional perdiendo una parte importante de las ventajas que ofrecen este tipo de estructuras.

De forma similar a las guías convencionales, las SIW pueden ser alimentadas de diversas maneras. Sin embargo, son muy apropiadas para ser alimentadas mediante líneas impresas, puesto que utilizan la misma tecnología de fabricación. Por ello, es bastante intuitivo pensar en integrar ambas en un mismo sustrato y conectarlas mediante una zona de transición [6].

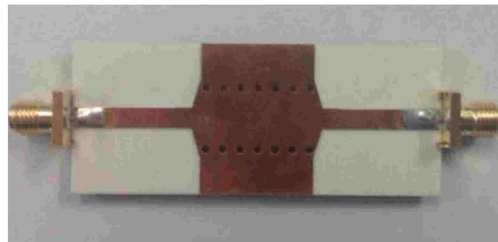


Figura 2-19: Transición de línea microstrip a SIW en el mismo sustrato

2.3 Elementos radiantes

Los elementos radiantes pueden ser de muchas y muy diversas formas. A continuación se presentan dos elementos muy importantes en el mundo de las antenas sobre tecnología impresa.

2.3.1 Parches

Las líneas microstrip disipan cierta cantidad de potencia en forma de radiación, por lo que surge el concepto de antena microstrip. Los parches radiantes son una extensión de las antenas microstrip. La estructura consiste en un parche metálico, de dimensiones comparables a la longitud de onda de trabajo, sobre un sustrato dieléctrico que se encuentra sobre un plano de masa. Las dimensiones del parche son seleccionadas para que la potencia disipada se radie de la forma deseada.

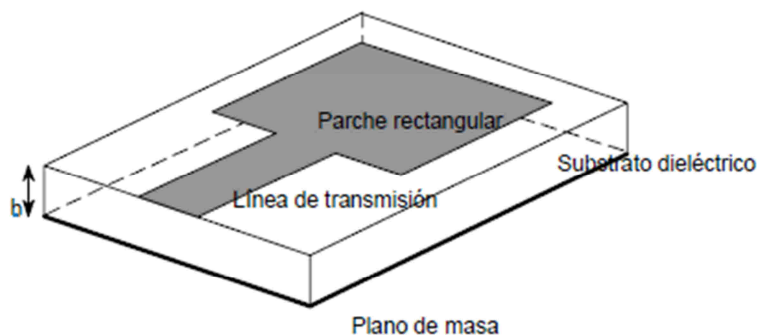


Figura 2-20: Parche rectangular sobre un sustrato dieléctrico alimentado por una línea de transmisión

Uno de los mayores inconvenientes de este tipo de elementos es su estrecho ancho de banda. Para poder aumentar el rango de frecuencias a las que un parche puede radiar en condiciones óptimas de adaptación se utilizan técnicas de diseño más avanzadas. Uno de los métodos más comunes es apilar varios parches a frecuencias de resonancia cercanas para formar una antena de banda más ancha [7]. También es posible modificar la forma del parche radiante y de su plano de masa [8] para formar una configuración diferente y mejorar así su comportamiento, en cuanto a ancho de banda se refiere (Figura 2-21).

Este tipo de antenas miniaturizadas son muy utilizadas en aplicaciones Ultra Wide Band (UBW). Dicha tecnología proporciona grandes niveles de ancho de banda, lo que se traduce en altas tasas de transmisión de datos, en redes de corta distancia (WPAN). La tecnología impresa de parches de pequeño tamaño resulta ideal para este tipo de tecnología que cada vez demanda sistemas de mayor ancho de banda y de tamaño más reducido [9].

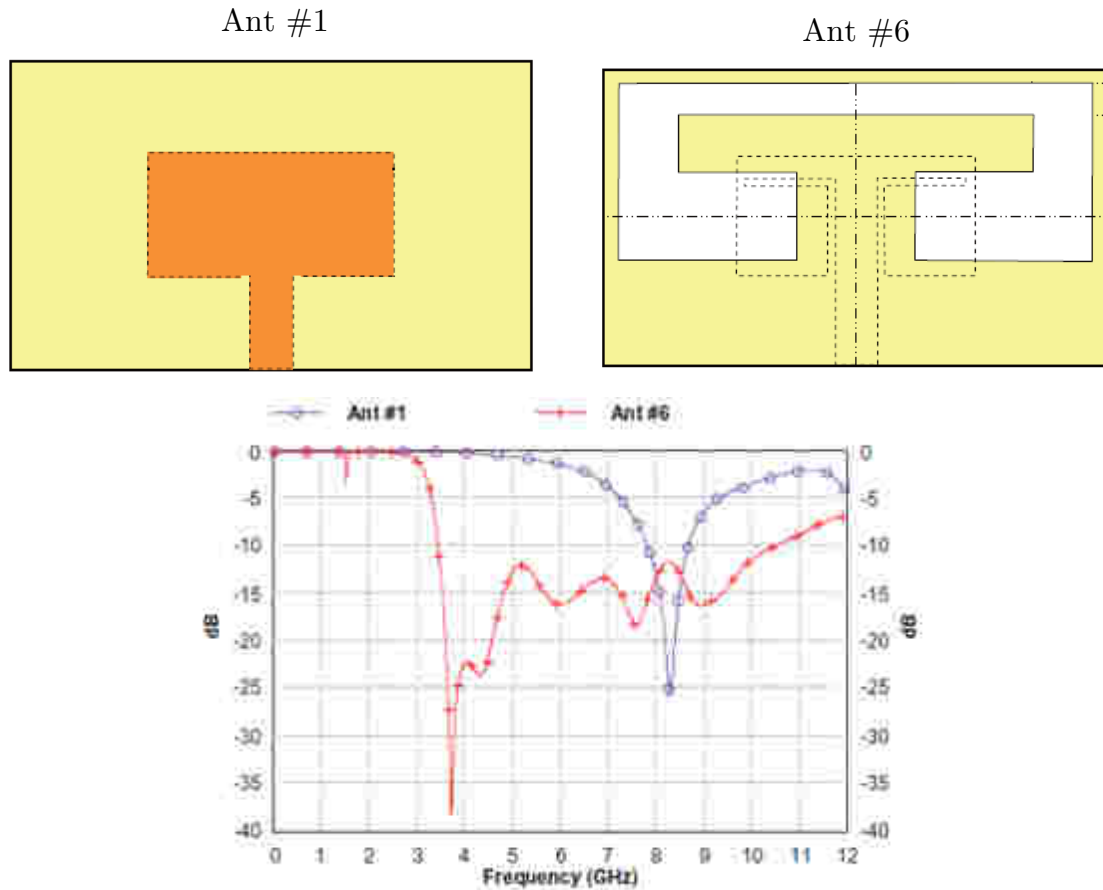


Figura 2-21: Mejora del ancho de banda de un parche rectangular basado en la modificación de la forma del parche y de su plano de masa [8]

2.3.2 Ranuras

Las ranuras radiantes son aperturas en uno de los planos de masa de la línea de transmisión que disipan potencia en forma de radiación. En una ranura convencional, una de sus dos dimensiones debe ser mucho menor que la longitud de onda de la señal y la otra debe ser ligeramente inferior a $\lambda/2$ para alcanzar niveles de resonancia.

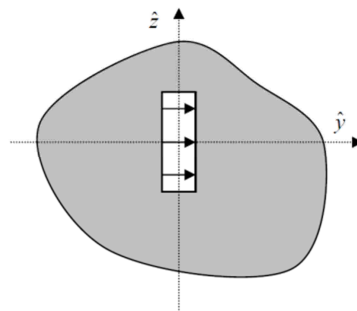


Figura 2-22: Esquema de una ranura radiante

Debido a sus características físicas, las ranuras son muy susceptibles a ser alimentadas mediante guías de onda [10]-[12]. Estos elementos interrumpen el paso de las corrientes siendo el acoplamiento entre la ranura y la guía proporcional a ese efecto. Una ranura acoplará más potencia tanto en

proporción a su tamaño como por su disposición en la guía de onda respecto a las líneas de densidad de corriente que circulan por la misma [13].

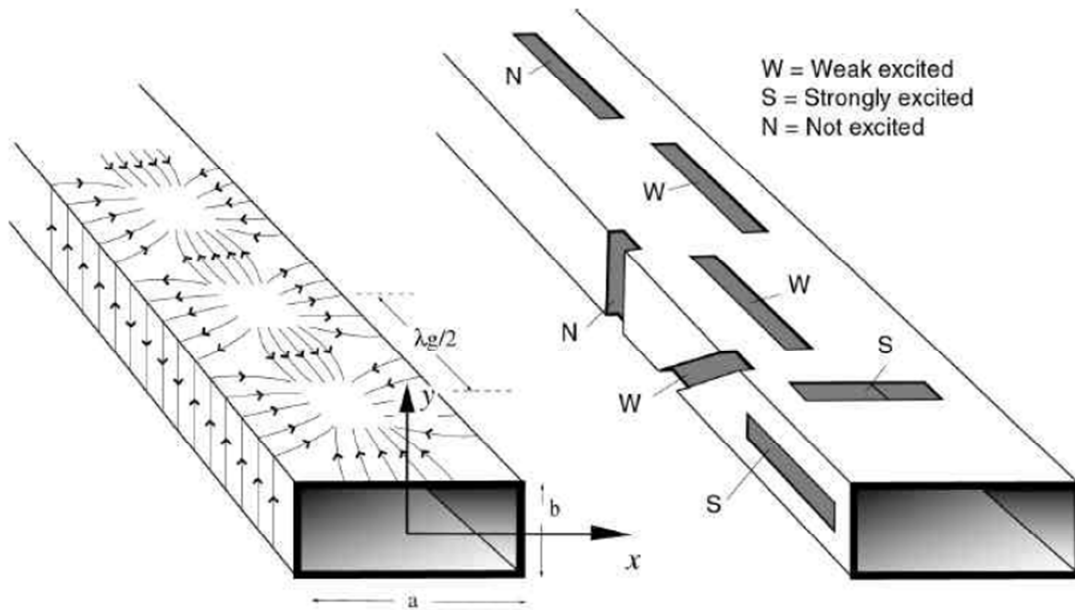
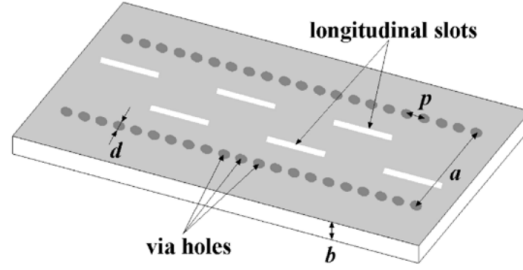


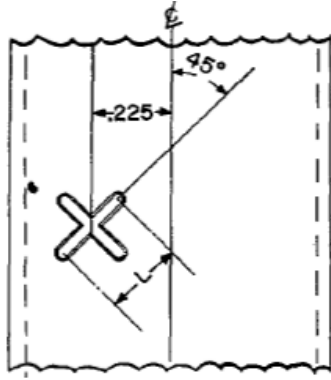
Figura 2-23: Alimentación de ranuras por medio de una guía de onda

En la literatura se pueden encontrar ranuras radiantes con multitud de formas que permiten obtener diversos comportamientos de radiación. Durante años los autores han utilizado ranuras longitudinales para obtener polarización lineal [4] o ranuras inclinadas para polarización circular. Simmons utilizó una pareja de ranuras cruzadas en [14] mientras que Montisci presentó un elemento en [10] formado por dos ranuras ortogonales e inclinadas 45° , aproximadamente, obteniendo buenos niveles de polarización circular. En la última década, han surgido estructuras de mayor complejidad que permiten mejorar determinadas prestaciones de un sistema radiante. Por ejemplo, Chen introdujo en [15] un elemento radiante formado por 4 ranuras que consistió en un duplicado del elemento presentado por Montisci en [10], reduciendo así efectos por reflexión. Incluso, el autor de este Trabajo Fin de Máster presentó un elemento en [16] que consta de 4 ranuras radiantes, formadas con la misma filosofía seguida en [15], agregando un elemento sintonizador para mejorar la adaptación de los elementos que acoplan mayor cantidad de señal¹. En la literatura más actual sobre ranuras radiantes se comienzan a utilizar formas mucho más complejas, tales como las antenas fractales presentadas en [17].

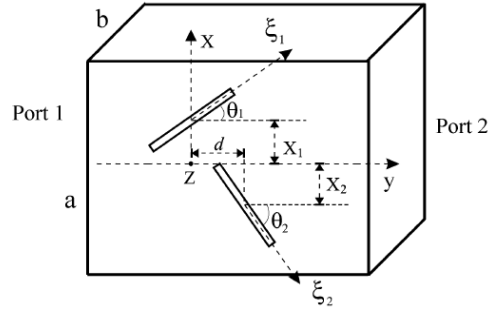
¹ Este elemento radiante unitario será utilizado en los diseños realizados en este TFM. La caracterización del mismo se encuentra en la sección 3.2 de este documento.



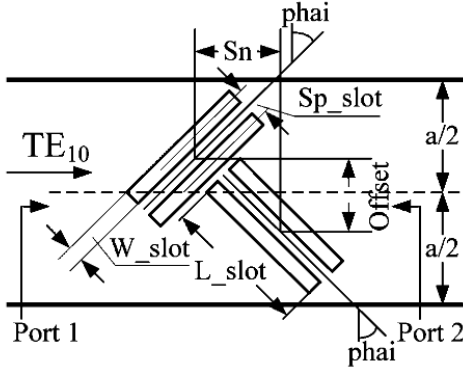
(a) Ranuras longitudinales utilizadas en [4]



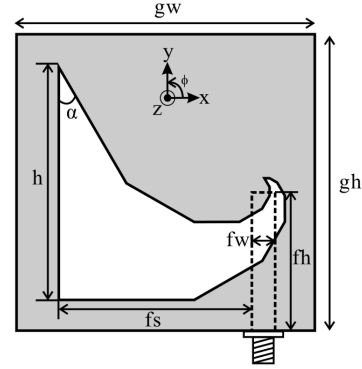
(b) Ranuras cruzadas presentadas en [14]



(c) Elemento de 2 ranuras inclinadas presentado en [10]



(d) Elemento de 4 ranuras para cancelación de reflexión presentado en [15]



(e) Ranura de tipo fractal presentada en [17]

Figura 2-24: Ejemplos de ranuras radiantes presentados en la literatura actual

2.4 Arrays de antenas

Normalmente, el diagrama de radiación de un elemento es relativamente ancho y proporciona niveles bajos de ganancia. Muchas aplicaciones demandan el uso de antenas de alta ganancia y gran directividad para comunicaciones de larga distancia. Esto se puede conseguir de dos maneras: aumentando el tamaño de la antena o mediante el acoplamiento de varios elementos radiantes.

Por ello, se establece el concepto de array, en el que los elementos radiantes se disponen de una forma determinada para conseguir que la antena adquiera diferentes características, en términos de radiación, mediante el acoplo de señal entre los mismos.

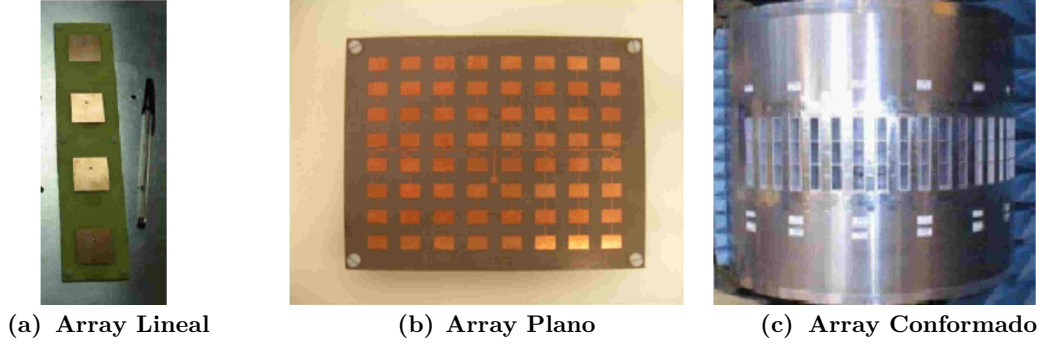


Figura 2-25: Ejemplos de diferentes tipos de antenas de array

Un array quedará definido por la disposición, las corrientes de alimentación y el diagrama de radiación de cada uno de los elementos que lo integren. Entonces, el campo radiado por el array se calculará como la suma de los campos radiados por cada uno de los elementos por separado:

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot F_A(\theta, \phi) \quad (2.5)^2$$

Para obtener un diagrama de radiación determinado se hace uso de cinco parámetros básicos que pueden ofrecer diferentes prestaciones:

- Posición geométrica de los elementos en el array.
- Posición relativa entre los elementos.
- Amplitud de alimentación de cada elemento.
- Fase de alimentación de cada elemento.
- Diagrama de radiación del elemento radiante.

2.4.1 Arrays lineales

En los arrays lineales los elementos se disponen a lo largo de una línea recta. El caso más sencillo es el de un array lineal, en el que un número “ N ” de elementos equiespaciados se disponen en un eje z separados por una distancia “ d ” (Figura 2-26).

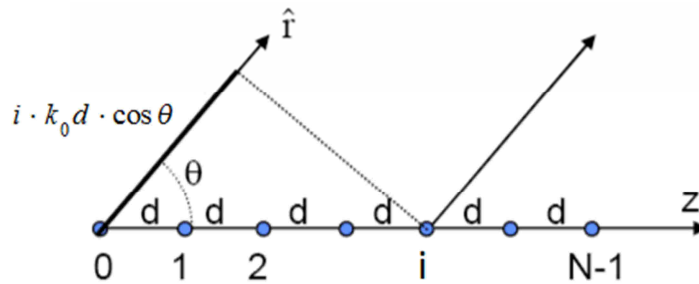


Figura 2-26: Array lineal con N elementos equiespaciados y separados una distancia d

² $F_A(\theta, \phi)$ recibe el nombre de “Factor de Array” y define los parámetros de amplitud y fase de alimentación de cada elemento radiante que forma parte de una antena de array.

Las leyes de excitación más utilizadas para este tipo de arrays son las siguientes:

- Fase progresiva.
- Amplitud y fase uniformes.
- Amplitud uniforme y fase progresiva.
- Amplitud simétrica y decreciente del centro al borde.

Sin embargo, en la literatura de agrupaciones de antenas se pueden encontrar multitud de estructuras que permiten proporcionar diferentes características al sistema radiante en función de los parámetros de posición y alimentación de los elementos dentro del array. En muchos casos, las capacidades radiantes de los elementos del array deben adaptarse a una determinada ley de excitación teórica para obtener el diagrama de radiación deseado.

Antenna	Radiation efficiency	Radiation efficiency excluding dielectric loss	Directivity	Antenna gain with an infinite ground plane
Single slot antenna	47%	80%	6.8 dBi	2.3 dBi
Longitudinal slot array	43%	80%	10.2 dBi	5.8 dBi
Four-by-four slot array	38%	78%	15.6 dBi	11.1 dBi

Figura 2-27: Tabla con niveles de ganancia y eficiencia de radiación para antenas de 1, 4 y 16 elementos, extraída de [18]

En primer lugar, el número de elementos radiantes del array determinará la forma de su diagrama de radiación, así como su ganancia y directividad. En [18] se realizan una serie de pruebas utilizando ranuras longitudinales como elementos radiantes. La Figura 2-27 muestra como la ganancia de la antena aumenta con el uso de más elementos radiantes.

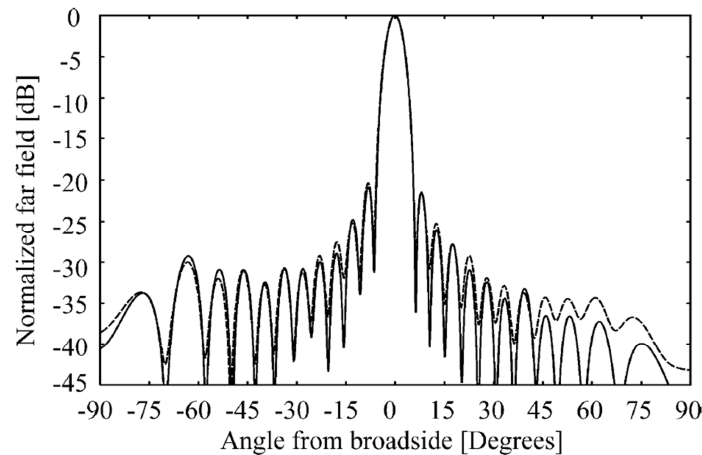


Figura 2-28: Diagrama de radiación normalizado del array lineal diseñado en [19]

Además, si los elementos se disponen con las características adecuadas se pueden obtener las configuraciones deseadas. Tal es el caso de [19], donde se define una ley de excitación que sigue una distribución de Taylor con lóbulos secundarios de -20 dB para los 15 elementos que conforman el array lineal de onda progresiva presentado. Por tanto, cada ranura es dimensionada de tal manera que cumpla con dicha ley de alimentación.

Por otra parte, en [19] se pretende que la antena apunte a broadside, es decir, que la dirección de apuntamiento de su haz principal sea 0° (Figura 2-28). Para ello, la señal radiada por cada uno de los elementos del array debe estar en fase con el resto. Sobre una guía con constante dieléctrica en su interior de valor igual al del medio de radiación ($\epsilon_r = \epsilon_0$), esto se conseguiría colocando cada elemento a una distancia igual a la longitud de onda de trabajo ($d = \lambda_0$). Sin embargo, este hecho genera los llamados grating lobes o lóbulos de difracción (Figura 2-29).

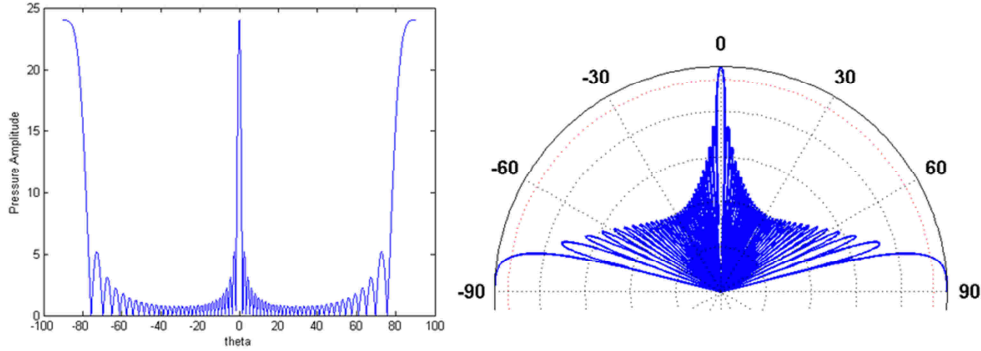


Figura 2-29: Ejemplo de grating lobes generados sobre un diagrama de radiación

En una señal periódica, como la que define el factor de array de un supuesto array lineal con fase progresiva (2.6), el margen visible ψ de la misma queda definido por (2.7).

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{j \cdot i \cdot (k_0 \cdot d \cdot \cos \theta + \alpha)} = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{j \cdot i \cdot \psi} \quad (2.6)$$

$$-\frac{2\pi d}{\lambda_0} + \alpha < \psi < \frac{2\pi d}{\lambda_0} + \alpha \quad (2.7)$$

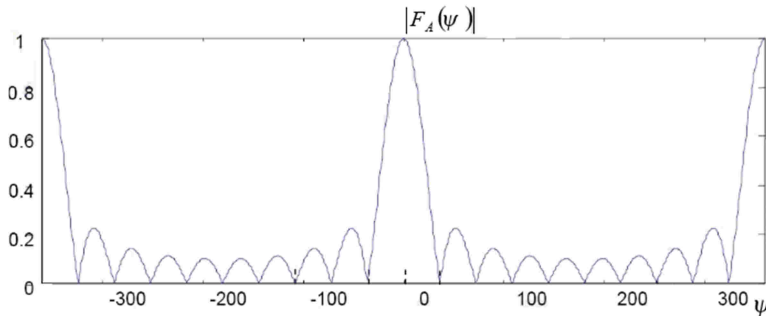


Figura 2-30: Representación del margen visible (ψ) del factor de array (F_A)

Por tanto, para una distribución de fase uniforme ($\alpha=0$) y una distancia entre elementos d igual a λ_0 , el rango de representación de la onda periódica (ψ) quedará definido entre $\pm 2\pi$ generando réplicas del haz principal de radiación.

Sin embargo, en la tecnología SIW suelen utilizarse sustratos de constantes dieléctricas superiores a las del medio ($\epsilon_r > \epsilon_0$) modificando la constante de propagación de la señal por la guía de onda (β) y, por tanto, su longitud de onda (2.8). De esta forma, las ecuaciones presentadas en (2.9) provocan que para que los elementos radiantes se encuentren dispuestos en fase estos deban colocarse, entre sí, a distancias inferiores a la longitud de onda del medio (λ_0). Así, el margen visible de la señal (ψ) será menor, evitando la generación de lóbulos de difracción.

$$\lambda_{g_{TE_{10}}} = \frac{2\pi}{\beta_{g_{TE_{10}}}} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{TE_{10}}}}{f_0} \right)^2}} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{g_{TE_{10}}} &< \lambda_0 \\ d = \lambda_{g_{TE_{10}}} &= x \cdot \lambda_0 \quad \Rightarrow \quad -2\pi x < \psi < 2\pi x \quad (2.9) \\ x &< 1 \end{aligned}$$

En cambio, el desfase progresivo entre los elementos del array ($\alpha \neq 0$) permitirá modificar la dirección de máximo apuntamiento de la antenna [20]. A la hora de diseñar este tipo de estructuras es necesario tener en cuenta que un desfase entre elementos demasiado elevado también puede generar lóbulos de difracción en el diagrama de radiación del array.

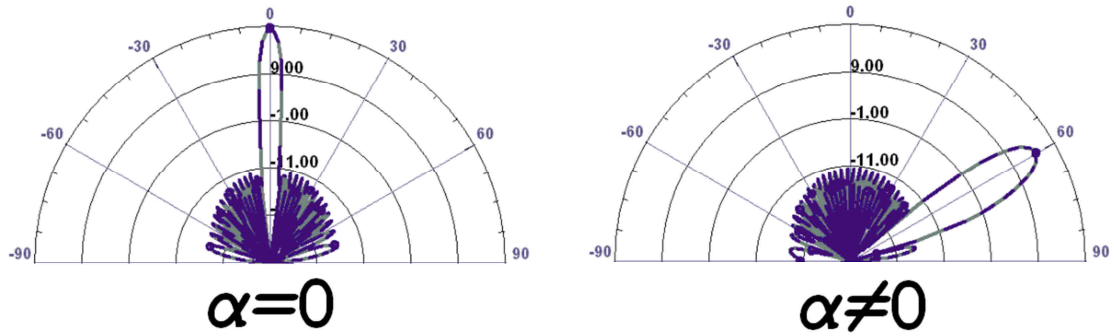


Figura 2-31: Diagramas de radiación a 10 GHz presentados en [20]. Arrays lineales con distinta dirección de máximo apuntamiento

La principal desventaja de las antenas de array de onda progresiva, como la estructura ranurada y diseñada en [15], es su comportamiento en frecuencia. Cuando se trabaja con frecuencias fuera de la frecuencia de diseño la antenna sufre un cierto desapuntamiento. Esto se debe a la misma razón por la que el desfase entre elementos debe ser compensado para conseguir una dirección de

máximo apuntamiento concreta. Si la frecuencia de trabajo es diferente a la frecuencia de diseño de la antena, la constante de propagación de la onda progresiva cambiará y, por tanto, la fase de los elementos radiantes se verá afectada traduciéndose en un cierto desapuntamiento del haz principal de radiación (Figura 2-33).

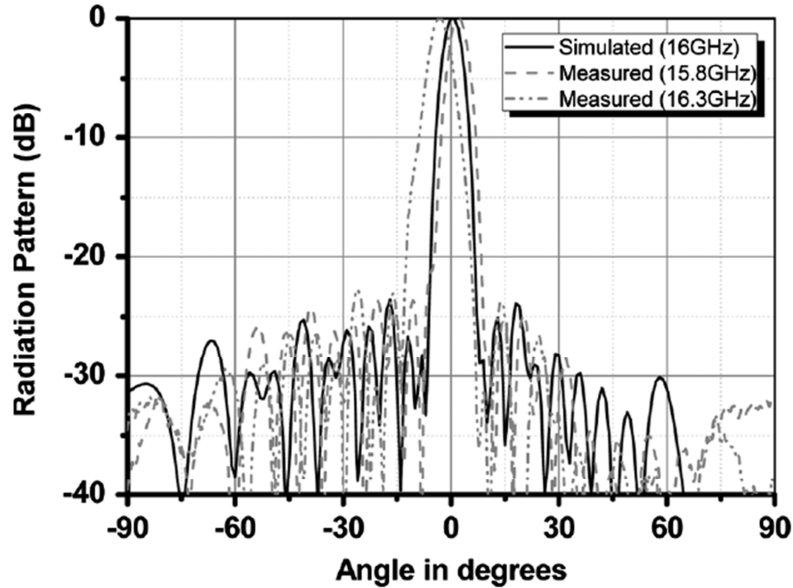


Figura 2-32: Diagramas de radiación normalizados a 16.3 y 17.7 GHz del array lineal presentado en [15] ($f_{\text{diseño}} = 16 \text{ GHz}$)

Por lo tanto, en los arrays de onda progresiva se debe definir un ancho de banda efectivo, que normalmente será mucho menor que el ancho de banda en reflexión, en el que se considere que el haz principal de la antena no se desapunte una cantidad de grados bajo criterio.

2.4.2 Arrays planos

Los arrays planos disponen sus elementos en una matriz que puede ser rectangular, triangular, circular o incluso aleatoria. Los array planos ofrecen más versatilidad que los lineales ya que pueden obtener diagramas que apunten en cualquier dirección del espacio. Además, la concentración del haz de radiación se provoca en ambas direcciones del espacio, por lo que las antenas planas consiguen niveles de directividad muy elevados.

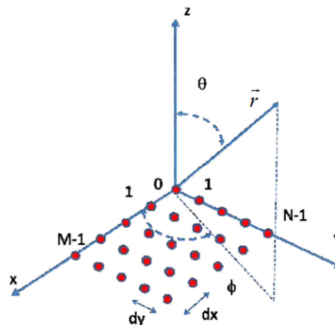


Figura 2-33: Retícula de $M \times N$ elementos dispuestos sobre el plano XY

La demanda de antenas de alta ganancia ha incrementado mucho en los últimos años para aplicaciones de radar, satélite, comunicaciones móviles o algunos tipos de sistemas de radio. La literatura al respecto contiene multitud de referencias en lo que se refiere a agrupaciones de antenas 2D. Como se ha comentado es posible alcanzar niveles de ganancia elevados, incluso en aplicaciones a muy altas frecuencias (en el rango de las milimétricas). Por ejemplo, los prestigiosos autores M. Ando y J. Hirokawa presentan en [21] un array de ranuras rectangular en el que se alcanzan niveles muy elevados de directividad (35.5 dBi) para frecuencias de trabajo superiores a los 70 GHz. De la misma manera, en [12] también se alcanzan niveles de ganancia superiores a los 30 dB.

En [22] se muestra un array plano formado por 12 arrays lineales de 12 elementos radiantes sobre SIW para frecuencias de trabajo en torno a los 60 GHz. Los autores ofrecen una visión del proceso de diseño de la antena, así como los diagramas de radiación en los planos E y H de la antena, donde se puede comprobar el aumento de la directividad del haz principal de radiación en ambas direcciones del espacio.

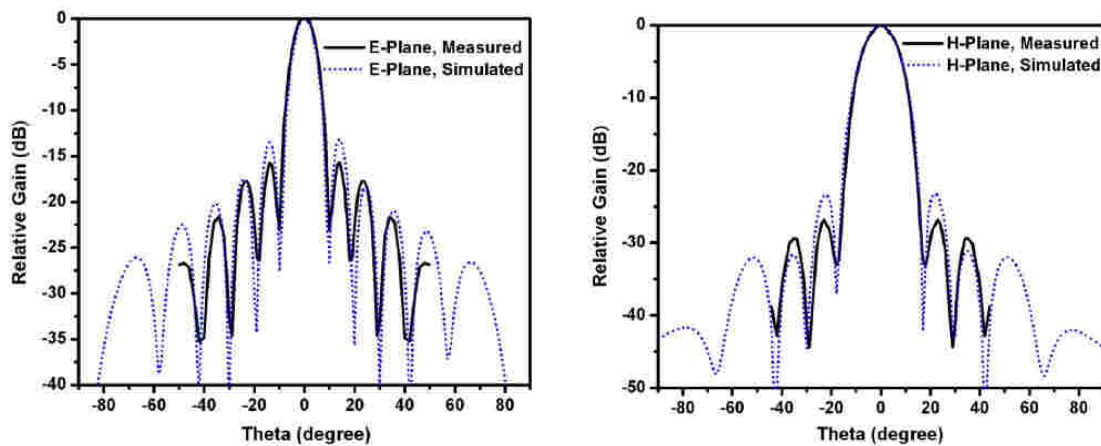
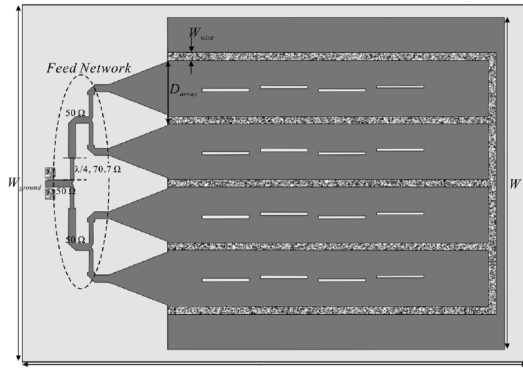
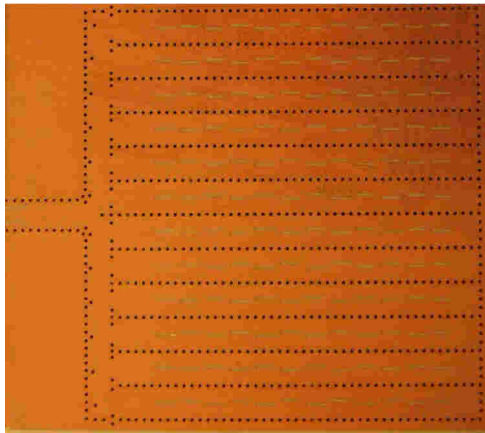


Figura 2-34: Diagrama de radiación normalizado (plano E y plano H) del prototipo presentado en [22]

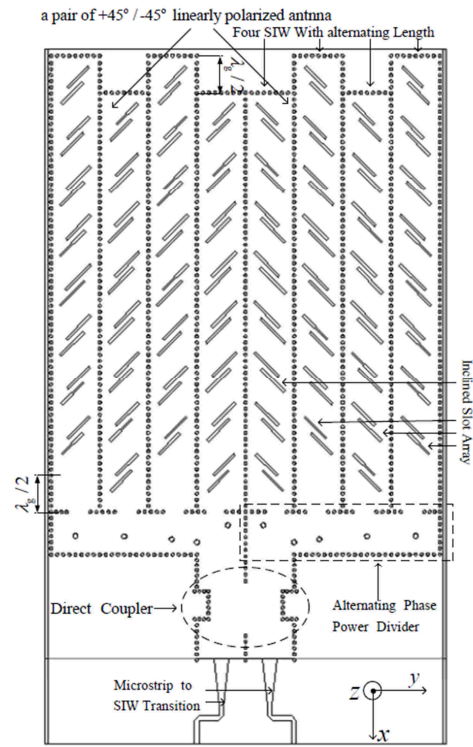
Debido al elevado número de elementos contenidos en los arrays 2D es muy común encontrar estructuras divisoras para alimentar cada uno de los elementos radiantes, tanto en tecnología microstrip [18] como en guía de onda [12], o en la combinación de ambas. En [23] los autores alimentan ocho agrupaciones lineales con un divisor alternador de fase y un acoplador en SIW, para conseguir polarización circular, que, a su vez, está alimentado por dos transiciones microstrip a SMA.



(a) Red de alimentación mstrip



(b) Red de alimentación SIW



(c) Red de alimentación combinando tecnología mstrip y SIW

Figura 2-35: Agrupaciones de antenas planas alimentadas con diferentes tecnologías

Estudiando estructuras de mayor complejidad es posible encontrar antenas con un número de elementos muy elevado, como es el caso de [24], en el que la red de alimentación cuenta con divisores, acopladores o desfasadores en SIW, o estructuras radiantes conformadas como el array radial presentado en [25]. En este último caso, la alimentación y fase de los elementos radiantes se controla se manera independiente mediante el dimensionamiento de las líneas internas de acoplo y las líneas de transmisión externas, alcanzando niveles de ganancia superiores a los 25 dBs.

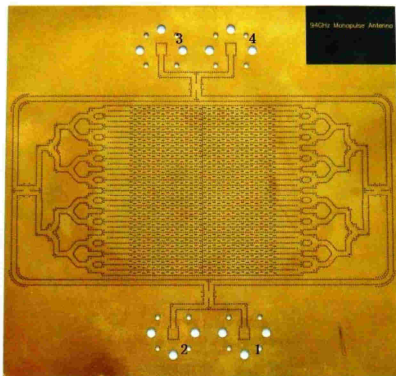


Figura 2-36: Agrupación plana de 1024 elementos presentada en [24]

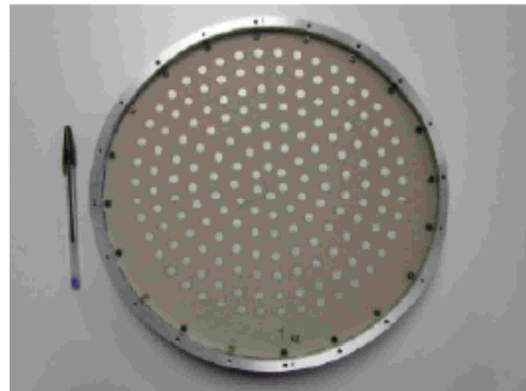


Figura 2-37: Agrupación radial de parches presentada en [25]

2.4.3 Phased arrays

Las agrupaciones de antenas, tanto lineales como planas, en los que el diagrama de radiación es controlado por la fase de los elementos reciben el nombre de phased arrays o arrays de exploración. Variando la fase de alimentación de cada uno de los elementos radiantes del array se puede modificar la dirección de máximo apuntamiento del mismo. Por tanto, modificando el desfase progresivo “ α ” entre ellos se puede barrer todo un plano φ con un array lineal, o variando α_x y α_y para arrays planos, se puede barrer todo el espacio.

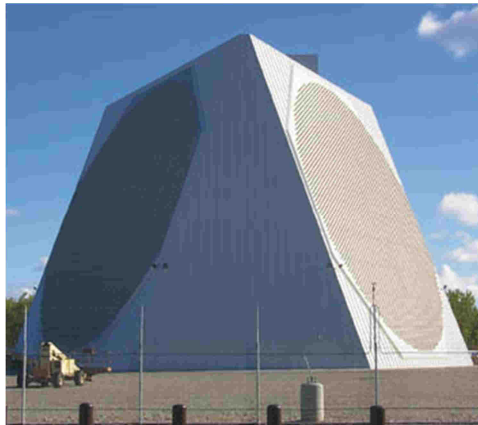


Figura 2-38: Radar de phased arrays PAVE PAWS, en Alaska

Este concepto es el punto de partida de las antenas inteligentes, anteriormente citadas en este documento. La posibilidad de modificar la fase de radiación de los elementos mediante dispositivos electrónicos o de cualquier otra naturaleza posibilita la reconfiguración de la dirección de máximo apuntamiento del haz principal. De esta manera, el haz principal de la antena podría ser apuntado en cualquier dirección del espacio para proporcionar mayor cobertura en un momento y en una zona determinada.

3. DISEÑO DE LA ANTENA

3.1 Estructura global

En esta sección se presenta el proceso de diseño de una agrupación plana utilizando la tecnología SIW para una banda de trabajo entre 16.3 y 17.7 GHz (banda Ku). La antena contiene una red de alimentación corporativa sobre SIW, con postes de adaptación, para distribuir la señal de entrada entre 128 elementos radiantes distribuidos en 8 arrays lineales de onda progresiva de 16 elementos. Cada uno de los elementos radiantes está formado por 4 ranuras cruzadas, con una inclinación en torno a 45° , dispuestas ortogonalmente para obtener polarización circular. Además, sobre los elementos de mayor tamaño y, por tanto, con mayor capacidad de acoplo de señal, se han introducido dos vías metálicas de sintonización para mejorar su respuesta en reflexión.

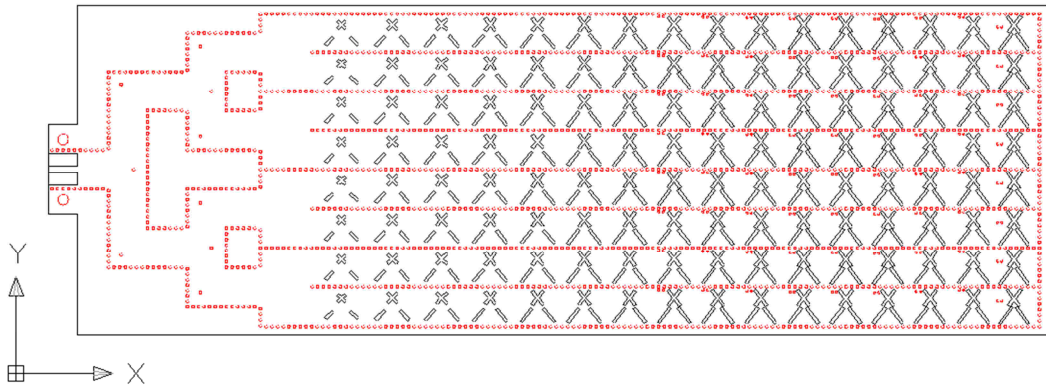


Figura 3-1: Imagen de la antena diseñada

El diseño de la antena consta de los siguientes pasos:

- Caracterización del nivel de acoplo del elemento radiante en condiciones óptimas de adaptación y axial ratio.
- Diseño de un array lineal de onda progresiva con carga adaptada sobre SIW. Este diseño se llevará a cabo partiendo del array lineal diseñado en [16] por el propio autor de este documento.
- Diseño de una red de alimentación corporativa sobre SIW con 1 entrada y 8 salidas.
- Diseño de la agrupación plana formada por 8 arrays lineales de onda progresiva con carga adaptada aplicando un método de compensación de acoplos entre elementos adyacentes basado en la observación del campo eléctrico radiado por cada uno de ellos en condiciones de campo en la apertura.
- Integración de la agrupación plana y la red de alimentación corporativa.

3.1.1 Consideraciones previas

Como punto de partida de este proyecto, existen una serie de especificaciones y consideraciones previas al mismo que ejercen una gran influencia sobre el proceso de diseño de la antenna 2D final:

- Se pretende que la antenna opere en una banda de frecuencias entre 16.3 y 17.7 GHz, usando una frecuencia de diseño de $f_0 = 17$ GHz.
- El sustrato dieléctrico utilizado en el diseño y fabricación de las estructuras SIW ha sido TACONIC TLY-5A 0620 CH/CH [26]. $\epsilon_r=2.17$, $\tan \delta = 0.0011$ (17 GHz) y espesor = 1.5748 mm.
- La dirección de máximo apuntamiento del haz principal de la antenna será la dirección de broadside (0°) en los dos planos de corte ortogonales al plano de radiación.
- La componente copolar de la antenna será la componente de polarización circular a derechas o RHCP (Right Handed Circularly Polarization)³.
- El diseño de la agrupación plana parte de la agrupación lineal presentada en [16], por lo que las estructuras SIW utilizadas se caracterizarán de forma similar. El modo fundamental de las mismas será en modo TE₁₀ (Figura 3-2).

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c_0}{2a_{GUIA}\sqrt{\epsilon_r}} = 9.714 \text{ GHz} \quad \lambda_{g_{TE_{10}}} = \frac{\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{TE_{10}}}}{f_0}\right)^2}} = 14.5997 \text{ mm}$$

$$a_{GUIA} = 10.4828 \text{ mm} \rightarrow a_{SIW} = 11 \text{ mm}$$

- La agrupación plana constará de 8 arrays lineales formados por 16 elementos cada uno, es decir, por 128 elementos radiantes en total.
- Los elementos de cada agrupación lineal se alimentarán siguiendo una distribución de Taylor -26 dB.
- Todas las estructuras serán diseñadas y simuladas con el software comercial CST Microwave Studio (Anexo A.1).
- Tanto el proceso de fabricación (Anexo B) como el proceso de medida (Anexo C), en reflexión y en radiación, de la antenna se realizarán de manera íntegra en las instalaciones pertinentes de la EPS-UAM.

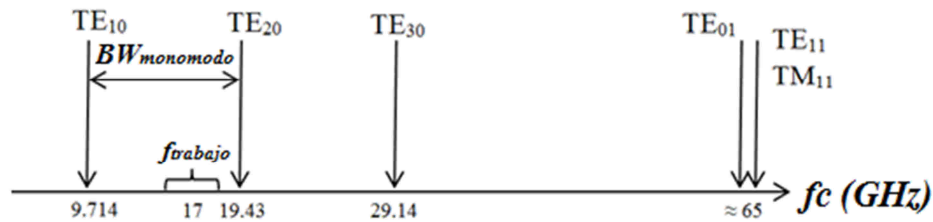


Figura 3-2: Caracterización de la estructura SIW utilizada⁴

³ La componente contrapolar de la antenna será la LHCP (Left Handed Circularly Polarization)

3.2 Elemento radiante unitario

El elemento radiante unitario utilizado en las agrupaciones de antenas diseñadas durante la realización de este proyecto se presenta en la Figura 3-3. Está formado por dos parejas de ranuras inclinadas $-45^\circ/45^\circ$, respectivamente, y separadas una distancia en torno a $\lambda_g/4$ para proporcionar polarización circular. Además, cuenta con dos vías metálicas adicionales (tuning vias o vías de sintonía) para mejorar la respuesta en reflexión del elemento, tal y como se explicará más adelante⁵.

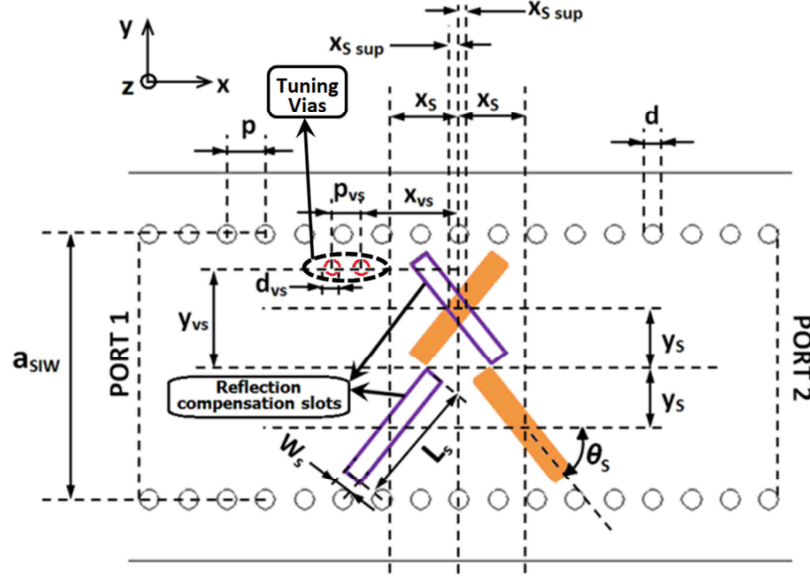


Figura 3-3: Elemento radiante formado por 4 ranuras inclinadas y dos vías de sintonía

La formación de este elemento parte del diseño presentado en [10], en el que el elemento radiante unitario está formado por dos ranuras inclinadas 45° y ortogonales entre sí, proporcionando buenos niveles de adaptación y axial ratio. A partir de la idea extraída de [15], en la que los autores utilizan una doble pareja de ranuras duplicando el diseño anterior, el elemento radiante de la Figura 3-3 se configura haciendo uso de la pareja de ranuras presentada en [10] y un duplicado de la misma invertido (Figura 3-4).

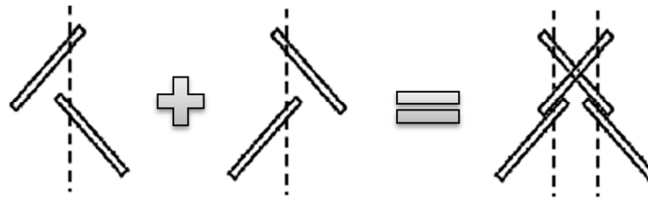


Figura 3-4: Esquema de formación del elemento de 4 ranuras a partir del elemento de 2 ranuras presentado en [10]

⁴ La equivalencia entre la anchura de la guía convencional (a_{GUIA}) y la anchura de la SIW (a_{SIW}) ha sido obtenida según las fórmulas definidas en [4]

⁵ Este elemento radiante se encuentra detallado en [27]

La Tabla 3-1 muestra una descripción de los parámetros físicos del elemento unitario de 4 ranuras, así como si su valor se ha escogido como fijo o como parametrizable en el diseño de los elementos de la antena.

Parámetro	Descripción	Valor
a_{SIW}	Anchura de la SIW	11 mm
L_s	Longitud de las ranuras radiantes	Parametrizable
w_s	Anchura de las ranuras radiantes	0.8 mm
x_s	Separación desde el centro geométrico del elemento al centro de las ranuras inferiores (eje x)	Parametrizable
x_{Ssup}	Separación desde el centro geométrico del elemento al centro de las ranuras superiores (eje x)	Parametrizable
y_s	Separación desde el centro geométrico del elemento al centro de las ranuras (eje y)	Parametrizable
θ_s	Ángulo de inclinación de las ranuras	Parametrizable
d	Diámetro de las vías de la SIW	0.8 mm
p	Separación entre vías de la SIW	1.6 mm
x_{vs}	Posición de las vías de sintonía (eje x)	Parametrizable
y_{vs}	Posición de las vías de sintonía (eje y)	Parametrizable
d_{vs}	Diámetro de las vías de sintonía	0.6 mm
p_{vs}	Separación entre las vías de sintonía	1.2 mm

Tabla 3-1: Parámetros físicos de la estructura radiante unitaria

Así, este nuevo elemento cuenta con una pareja de ranuras de compensación de reflexión, de igual modo que en [15], que proporcionan una cierta mejora de adaptación sobre el elemento. Sin embargo, la adaptación de los elementos con mayor capacidad de acoplo, es decir, de mayor tamaño, sigue siendo inferior a la esperada. Por lo tanto, se han introducido dos elementos de sintonización (tuning vias) cerca del puerto de alimentación de las ranuras. La función de los mismos es corregir el carácter inductivo de los elementos radiantes que acoplan mayor cantidad de potencia introduciendo dos vías metálicas con un comportamiento capacitivo (Figura 3-5).

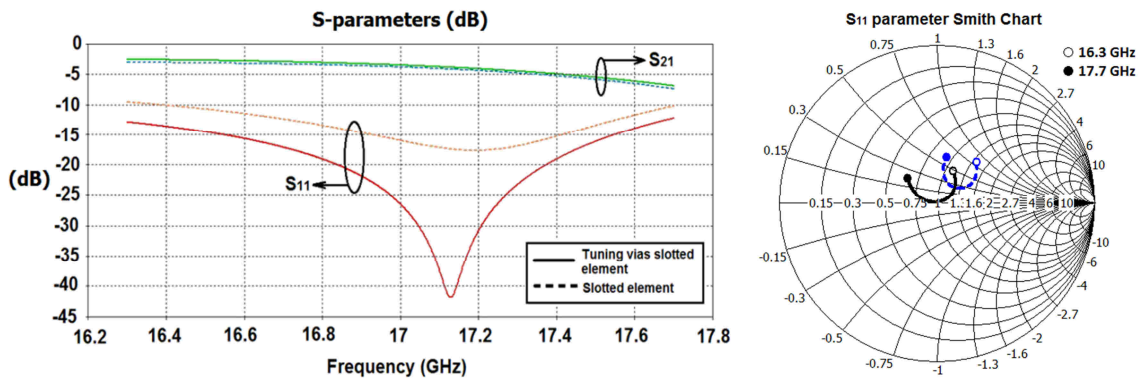


Figura 3-5: Representación de parámetros S en dB (izq.) y en carta de Smith (der.) de una ranura de longitud $L_s = 5.77$ mm con vías de sintonía (—) y sin vías de sintonía (- - -)

La buena adaptación presente en los elementos de menor tamaño no hace necesaria la introducción de las vías de sintonía en los mismos. Es más, en muchos casos puede ser contraproducente, ya que estos elementos no tienen un carácter inductivo ([27], sección 3.5). Por lo tanto, se ha tomado el criterio de introducir vías de sintonía en los elementos de longitud mayor a 5.1 mm.

La Figura 3-6 muestra los coeficientes de reflexión y de acoplo de señal, así como el nivel de axial ratio, para el elemento radiante optimizado en función de su longitud. Tal y como se había comentado anteriormente, la introducción de las vías de sintonía sobre los elementos de mayor tamaño ($L_s > 5.1$ mm) produce una mejora de reflexión muy sustancial (en torno a los 10 dB en la frecuencia de diseño).

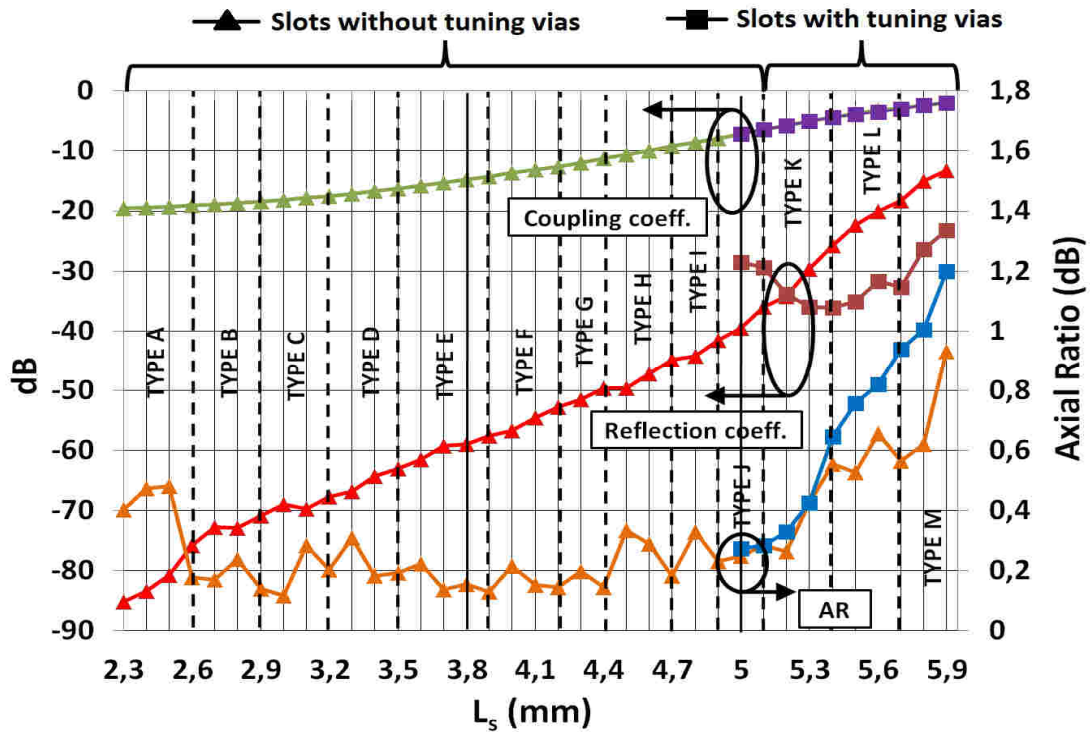


Figura 3-6: Coeficientes de reflexión, acoplo y axial ratio para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz

Además, la mayoría de los elementos mantienen niveles de axial ratio por debajo de 1 dB, lo que proporciona al elemento polarización circular. Los niveles de acoplo de potencia consiguen superar los -2 dB para los elementos de mayor tamaño. Además, la introducción de las vías de sintonía no produce una perturbación destacable en la capacidad de acoplo del elemento radiante.

Del mismo modo que en [10] y [15], las ranuras han sido clasificadas en 13 tipos. Cada uno de ellos define un rango de longitudes de ranura (L_s) en función de los parámetros θ_s , y_s y $x_{s\text{sup}}$ optimizados (Tabla 3-2).

Tipo	L_s (mm)	θ_s (°)	y_s (mm)	$x_{s\text{sup}}$ (mm)
A	2,3-2,6	43,4	2,3	0
B	2,6-2,9	43,8	2,31	0
C	2,9-3,2	44,5	2,32	0
D	3,2-3,5	45,5	2,34	0
E	3,5-3,9	46	2,35	0
F	3,9-4,2	46,8	2,36	0
G	4,2-4,4	47,7	2,37	0
H	4,4-4,7	48,8	2,38	0
I	4,7-4,9	49,9	2,39	0
J	4,9-5,1	50,5	2,4	0
K	5,1-5,4	51,2	2,42	0
L	5,4	51,8	2,43	0,01
	5,5	51,8	2,43	0,04
	5,6	51,8	2,43	0,12
M	5,7	52,5	2,45	0,17
	5,8	52,5	2,45	0,26
	5,9	52,5	2,45	0,29

Tabla 3-2: Tipos de elementos radiantes en función de L_s , θ_s , y_s y $x_{s\text{sup}}$

A continuación se muestran las gráficas de caracterización del elemento radiante en función de su longitud (L_s) utilizando el software comercial de simulación electromagnética CST Microwave Studio (Anexo A.1).

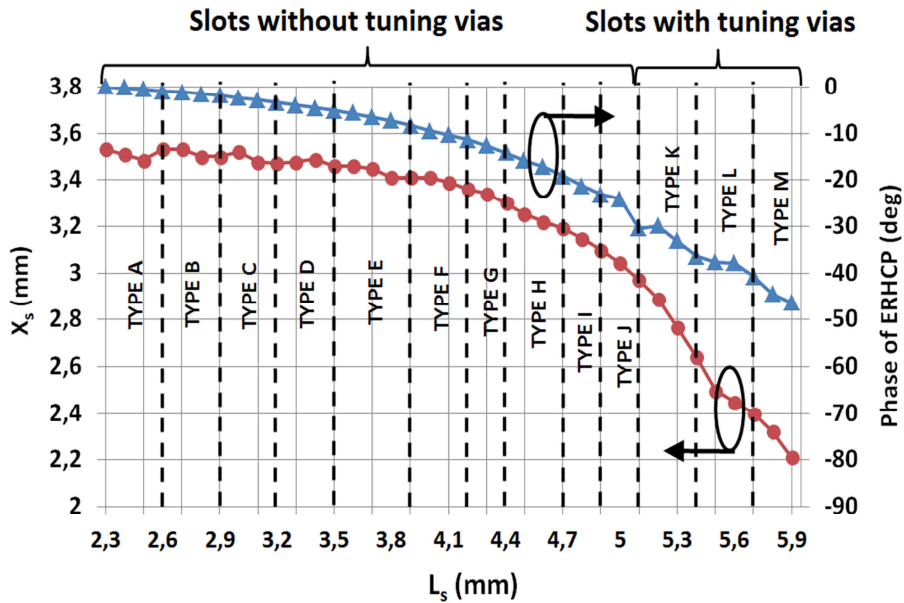


Figura 3-7: Parámetro x_s optimizado y nivel de fase de la componente ERHCP para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz

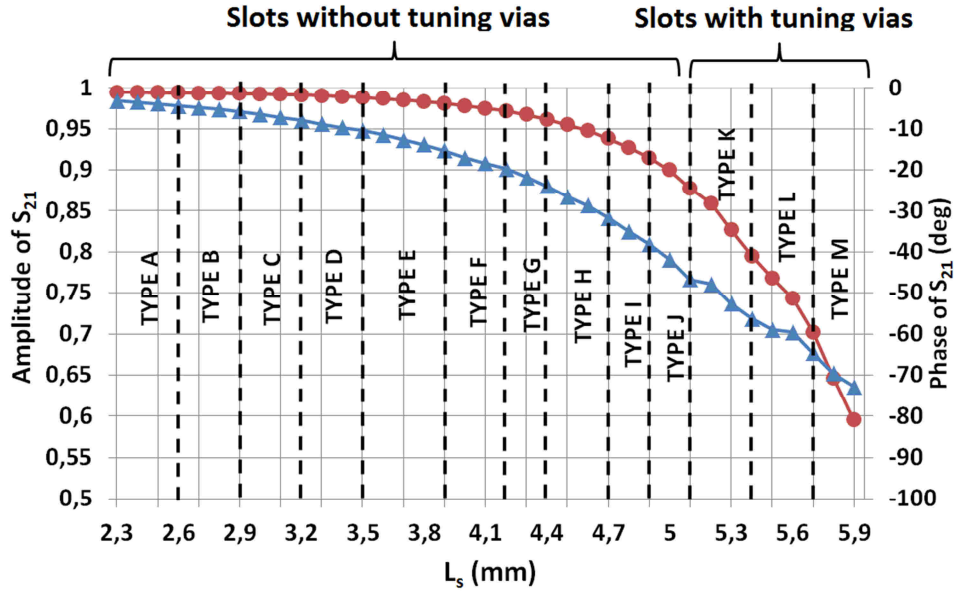


Figura 3-8: Amplitud y fase del parámetro S_{21} para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz

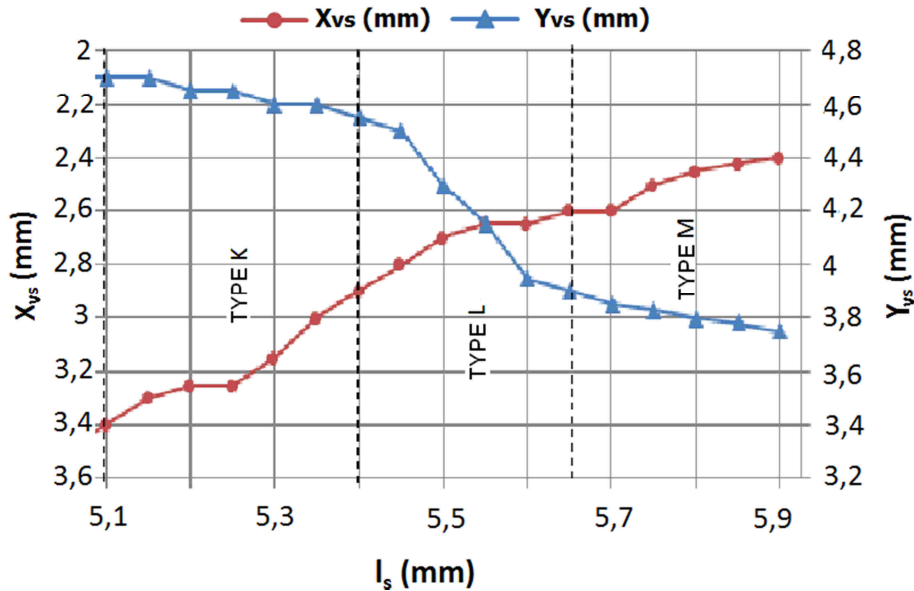


Figura 3-9: Parámetros x_{vs} y y_{vs} optimizados para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz (sólo elementos con vías de sintonía, $L_s > 5.1$ mm)

La Figura 3-7 y la Figura 3-8 muestran dos parámetros muy importantes a la hora del diseño de una agrupación de antenas utilizando el elemento radiante unitario presentado: la fase de la componente ERHCP⁶ y la fase del parámetro S_{21} .

Ambos son esenciales en el proceso de compensación de distancia entre elementos para obtener una dirección de máximo apuntamiento determinada en la antena completa, tal y como se muestra en [15]. Esto se explica con más detalle en la sección 3.3.2 de este documento.

⁶ Componente de campo eléctrico con polarización circular a derechas radiada por el elemento unitario. Obtenida en los resultados tipo “farfield” de CST Microwave Studio.

Tras la caracterización del elemento radiante presentado, formado por 4 ranuras entrecruzadas, se ha podido comprobar que proporciona varias ventajas respecto al elemento de 2 ranuras usado en [10]:

- En primer lugar, consigue obtener niveles de reflexión y axial ratio similares.
- Permite la introducción de un nuevo parámetro físico (x_{Sup}) que otorga más grados de libertad en la optimización de los elementos de mayor tamaño.
- El uso de las ranuras de compensación de reflexión, de la misma forma que en [15], conlleva una mejora discreta de dicho parámetro.
- Agrega dos vías metálicas de sintonía sobre los elementos que acoplan mayor cantidad de señal, proporcionando una mejora de reflexión considerable. Además, esto no modifica su capacidad de acoplo.
- Su estructura, formada por 4 ranuras en lugar de 2, le permite alcanzar niveles de acoplo de señal similares utilizando longitudes de ranura menores. En concreto, esta reducción se encuentra en torno al 15% (Figura 3-10).
- La disposición del elemento de 4 ranuras ocupa las mismas dimensiones, en términos de anchura de guía, que el elemento de 2 ranuras. Esto se traduce en que puede obtener niveles de radiación más elevados.

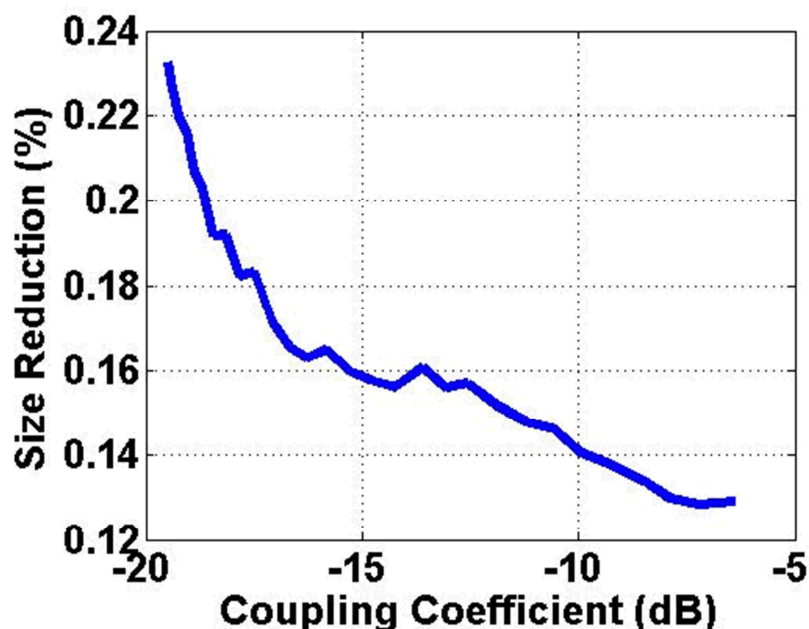


Figura 3-10: Porcentaje de reducción de tamaño del elemento de 4 ranuras cruzadas respecto al elemento de 2 ranuras presentado en [10] en función de la capacidad de acoplo del mismo

3.3 Agrupación lineal con potencia residual

En este apartado se presentan los resultados experimentales obtenidos en el diseño y fabricación de una agrupación lineal de onda progresiva sobre SIW para polarización circular formada por 16 elementos con una distribución de amplitudes de Taylor -26 dB y un porcentaje de potencia residual del 2%, que es consumida en el puerto de salida de la antenna mediante una carga de 50Ω . Esta antenna se corresponde con la continuación natural del proyecto fin de carrera (PFC), presentado en [27]⁷, del autor de este TFM.

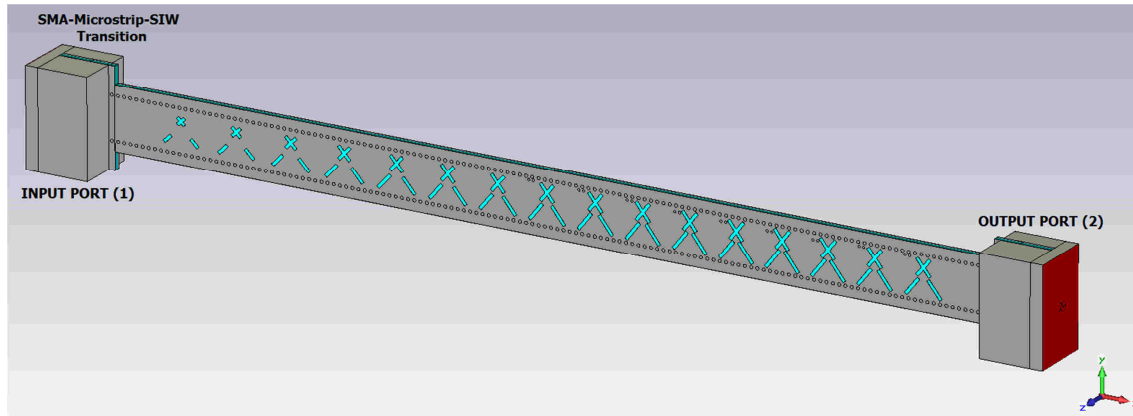


Figura 3-11: Array lineal sobre SIW con 16 elementos de 4 ranuras y puerto de salida diseñado en [16] con transiciones SMA-Microstrip-SIW y recubrimiento metálico (Anexo D). Entorno de simulación.

Ante los elevados niveles de pérdidas obtenidos en el array lineal fabricado en [27] se ha decidido sustituir las transiciones verticales SMA-SIW utilizadas por transiciones SMA-microstrip-SIW, detalladas en el Anexo D, con un recubrimiento de aluminio para evitar pérdidas por radiación indeseada, tanto de las pistas como de los conectores. Además, como resultados adicionales, en esta sección se presentan las medidas de radiación de la antenna. Esta estructura supone el punto de partida de la agrupación plana 2D, objetivo principal de este proyecto. En los siguientes sub-apartados, se va a resumir brevemente el proceso de diseño de la estructura radiante⁸, así como los resultados experimentales de la misma.

3.3.1 Obtención de los factores de acoplo

El primer paso es obtener los niveles de acoplo que deben satisfacer cada uno de los elementos del array, según la distribución de alimentación utilizada. En este caso, tal y como se ha comentado, los 16 elementos de los que consta la agrupación lineal siguen una función de Taylor a -26 dB. El software Ensemble

⁷ [16] es una publicación derivada del trabajo realizado en [27].

⁸ Para más información consultar la sección 3.4 de [27]

1D Array Synthesis (Anexo A.2) permite obtener los factores de amplitud y fase, así como el diagrama de radiación teórico de la antena (Figura 3-12).

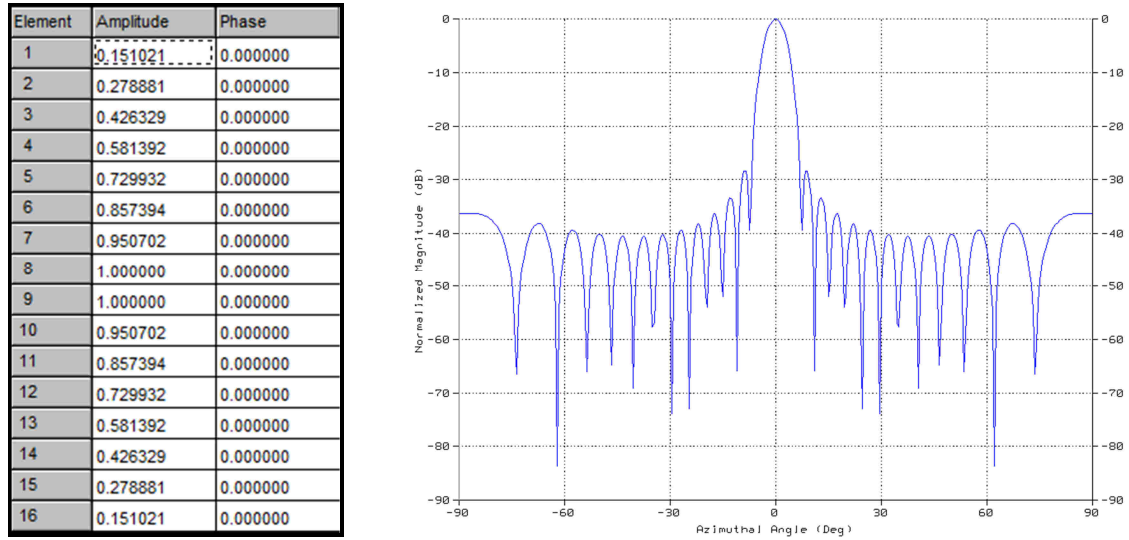


Figura 3-12: Factores de alimentación y diagrama de radiación teórico para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB

Aplicando la fórmula siguiente, extraída de [7], para la función de alimentación obtenida (F_k) y un valor de potencia residual del 2% ($t=0.02$) es posible calcular los coeficientes de acoplo de potencia de cada uno de los elementos del array (S_k).

$$|s_k| = \frac{P_{rad,k}}{P_{in,k}} = \frac{F_k^2(x_k)}{\sum_{i=1}^M F_i^2(x_i) - \sum_{i=1}^{k-1} F_i^2(x_i)} \quad (3.1)$$

Elemento	1	2	3	4	5	6	7	8
S_k (dB)	-25.31	-19.97	-16.23	-13.43	-11.26	-9.52	-8.11	-6.94

Elemento	9	10	11	12	13	14	15	16
S_k (dB)	-5.96	-5.13	-4.43	-3.90	-3.61	-3.81	-5.16	-8.91

Tabla 3-3: Coeficientes de acoplo (dB) para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB y una potencia residual del 2 %

3.3.2 Proceso de diseño

El proceso de diseño de la agrupación lineal presentada en [16] sigue diferentes pasos con el fin de caracterizar la antena lo más fielmente posible al modelo teórico establecido:

1. Seleccionar un elemento radiante para cada posición del array. Se corresponderá con aquel cuya capacidad de acoplo de señal satisfaga el

coeficiente de acoplo teórico (calculado en la sección 3.3.1) de dicha posición.

2. Calcular de la distancia entre elementos (d_n), según la fórmula descrita en [19], con el fin de obtener máximo apuntamiento en la dirección de broadside. Dicha fórmula se basa en la compensación del desfase entre elementos haciendo uso de las variables $\phi_n^{[S_{21}]}$, fase del parámetro S_{21} del elemento n , y $\Delta\vartheta_n$, diferencia de fase de la componente ERHCP entre los elementos n y $n+1$, obtenidos en el proceso de caracterización del elemento radiante (sección 3.2).

$$d_n = \left(1 + \frac{\phi_n^{[S_{21}]}}{2\pi} + \frac{\Delta\vartheta_n}{2\pi} \right) \cdot \lambda_g \quad (3.2)$$

3. Simular el array lineal y comprobar si los resultados obtenidos son coherentes con la teoría (diagrama de radiación, potencia residual, potencia acoplada, adaptación a la entrada, nivel de axial ratio, etc.).
4. Realizar un estudio de acoplo de señal entre elementos, así como un redimensionamiento de los mismos para compensar dichos efectos. Este estudio, basado en un modelo de simulación multi-puerto, se detalla en el apartado 3.3.3.

Tras la aplicación del método de compensación de acoplos la agrupación necesita una nueva compensación de distancia entre elementos. Por lo tanto, todo el proceso de diseño de la agrupación es iterativo.

3.3.3 Modelo de compensación de acoplos multi-puerto

El estudio de acoplamientos entre elementos adyacentes se plantea siguiendo el esquema de la Figura 3-13. Consiste en una modificación del modelo de compensación de acoplos presentado en [15]. Es necesario establecer puertos de entrada/salida en los elementos radiantes. De esta forma, es posible establecer las ondas de potencia que entran y salen a cada uno de ellos.

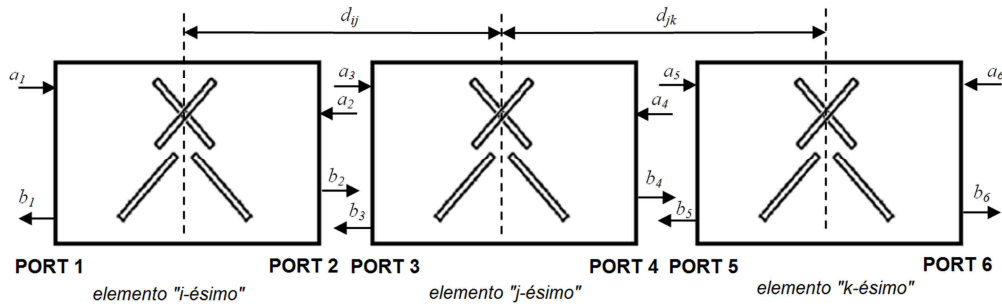


Figura 3-13: Modelo de acoplo de señal mutuo entre elementos adyacentes (3x3)

Examinando esta situación en la que el acoplo de una ranura j se encuentra bajo la influencia del elemento anterior y posterior, el cálculo de la cantidad de señal que sale respecto a la que entra (T_j) sigue la ecuación (3.3).

Si se considera que la agrupación lineal se alimenta por el puerto 1 los valores de a_i con “ i ” impar se corresponderán con los valores de la función de alimentación de la antena, es decir, su distribución de amplitudes. En cambio, como simplificación del método, los valores de a_i con “ i ” par se consideran 0 pretendiendo que cada uno de los elementos radiantes presente la menor reflexión posible. Así la fórmula queda reducida a (3.4) y la potencia acoplada por el elemento central del modelo presentado se calcula según (3.5).

$$T_j = \frac{b_4}{a_3} = s_{41} \frac{a_1}{a_3} + s_{42} \frac{a_2}{a_3} + s_{43} \frac{a_3}{a_3} + s_{44} \frac{a_4}{a_3} + s_{45} \frac{a_5}{a_3} + s_{46} \frac{a_6}{a_3} \quad (3.3)$$



$$\begin{aligned} a_2 &= a_4 = a_6 = 0 \\ b_1 &= b_3 = b_5 = 0 \end{aligned}$$

$$T_j = \frac{b_4}{a_3} = s_{41} \frac{a_1}{a_3} + s_{43} + s_{45} \frac{a_5}{a_3} \quad (3.4)$$

$$Coupling(dB) = 20 \cdot \log_{10} \left(\sqrt{1 - \left[(s_{jj})^2 + (T_j)^2 \right]} \right) \quad (3.5)$$

3.3.4 Resultados experimentales

El trabajo presentado en [16] se centra en la mejora de reflexión que introducen las vías de sintonía, no sólo sobre un elemento radiante, sino sobre una antena completa de alta ganancia. Por este motivo y otros, debidos principalmente a la falta de medios en el momento de su publicación, este documento carece de medidas tanto de diagramas de radiación como de ganancia. Por ello, las figuras que se muestran en esta sección se corresponden con los resultados experimentales de la antena. De esta forma se pretende conocer el comportamiento radiante de la misma, su utilización como array lineal “base” sobre el array plano diseñado en este trabajo (sección 3.5) y su posterior comparación entre ambos.

La Tabla 3-4 muestra las ranuras utilizadas para satisfacer la distribución de amplitudes asignada al array según lo explicado en la sección 3.3.1. Es necesario destacar que, únicamente, los elementos de longitud superior a 5.1 mm contienen vías de sintonía. Por lo tanto, en la tabla adjunta, sólo se otorga valor a los parámetros x_{vs} e y_{vs} desde el elemento 8 al 16.

Index	L_s (mm)	Tipo	x_s (mm)	x_{vs} (mm)	y_{vs} (mm)	d_n (mm)
1	2,5	A	3,47	-	-	14,37
2	3,1	C	3,48	-	-	14,14
3	3,82	E	3,42	-	-	13,83
4	4,32	G	3,33	-	-	13,50
5	4,67	H	3,2	-	-	13,19
6	4,9	I	3,1	-	-	12,90
7	5,07	J	2,98	-	-	12,64
8	5,23	K	2,86	3,5	4,7	12,39
9	5,36	K	2,69	3,0	4,6	12,16
10	5,48	L	2,54	2,8	4,5	12,01
11	5,61	L	2,45	2,65	4,05	11,83
12	5,67	L	2,43	2,65	3,95	11,70
13	5,72	M	2,4	2,6	3,85	11,67
14	5,68	L	2,42	2,6	3,9	11,86
15	5,46	L	2,56	2,8	4,5	12,35
16	5,24	K	2,84	3,5	4,7	-

Tabla 3-4: Parámetros de los 16 elementos del array lineal con potencia residual

Además de introducir una nueva transición de alimentación sobre la agrupación lineal presentada en [27], la estructura fue construida por una empresa externa, ELATE S.A. [28], ante la sospecha de que el nivel de pérdidas obtenido podría deberse, en cierta parte, a errores de fabricación manual. La Figura 3-14 muestra el array lineal de onda progresiva sobre SIW construido.

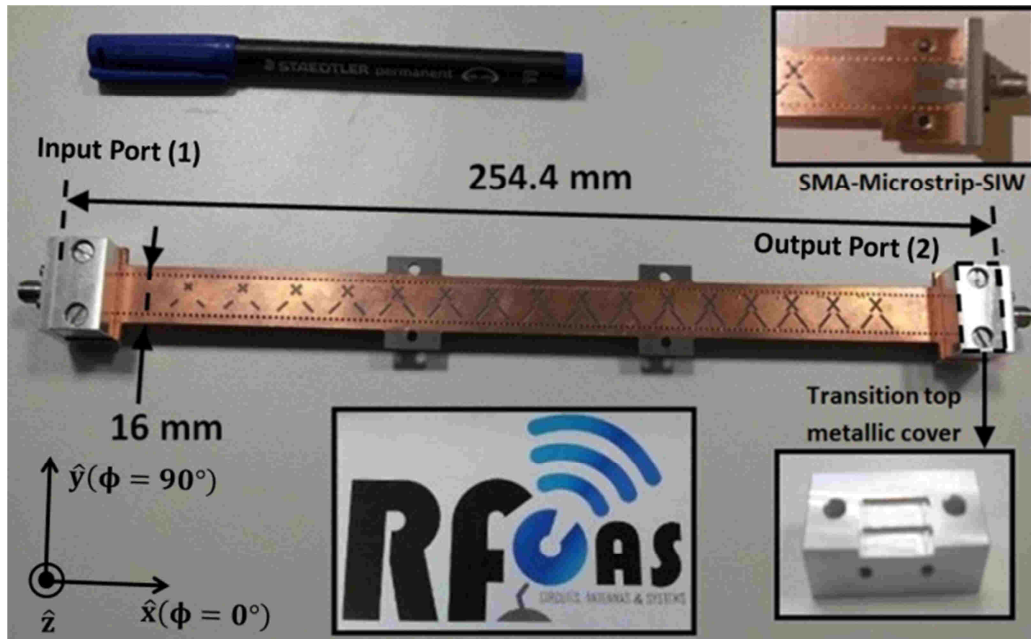


Figura 3-14: Array lineal sobre SIW con 16 elementos de 4 ranuras y puerto de salida [16] con transiciones SMA-Microstrip-SIW y recubrimiento metálico (Anexo D). Fabricación en la empresa ELATE S.A. [28]

Sin embargo, tal y como refleja la Figura 3-15, el nivel de pérdidas sigue siendo superior al esperado. Además, la adaptación a la entrada de la estructura sufre una degradación considerable respecto a su homólogo obtenido por simulación.

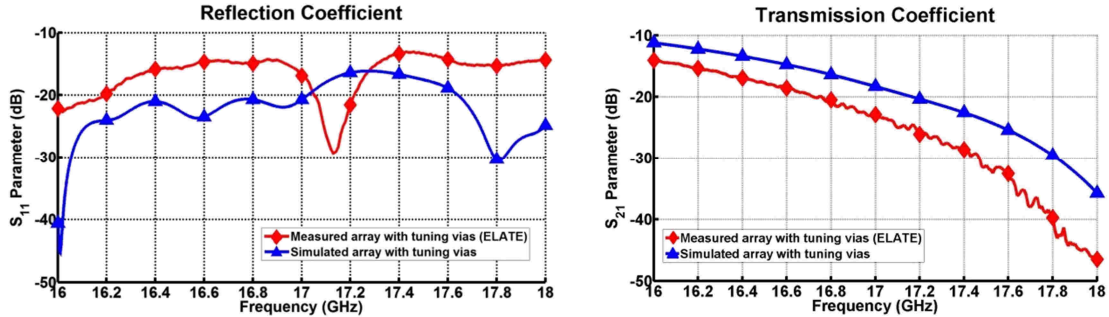


Figura 3-15: Simulación y medida de los coeficientes de reflexión (izq.) y transmisión (der.) del array lineal con puerto de salida diseñado en [16] con transiciones SMA-Microstrip-SIW y recubrimiento metálico (Anexo D). Fabricación en la empresa ELATE S.A. [28]

A la vista de los resultados obtenidos, se ha decidido construir una última antena fabricada íntegramente en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid (EPS-UAM). Esto ha sido posible gracias a herramientas de fresado de alta precisión (Anexo B). La Figura 3-16 muestra una imagen de la agrupación lineal construida en el momento de su medición en la cámara anecoica de la EPS-UAM (Anexo C). Esta estructura conlleva un post-procesado manual de metalización de vías haciendo uso de remaches metálicos [37] así como de soldadura para proporcionar continuidad a los mismos.

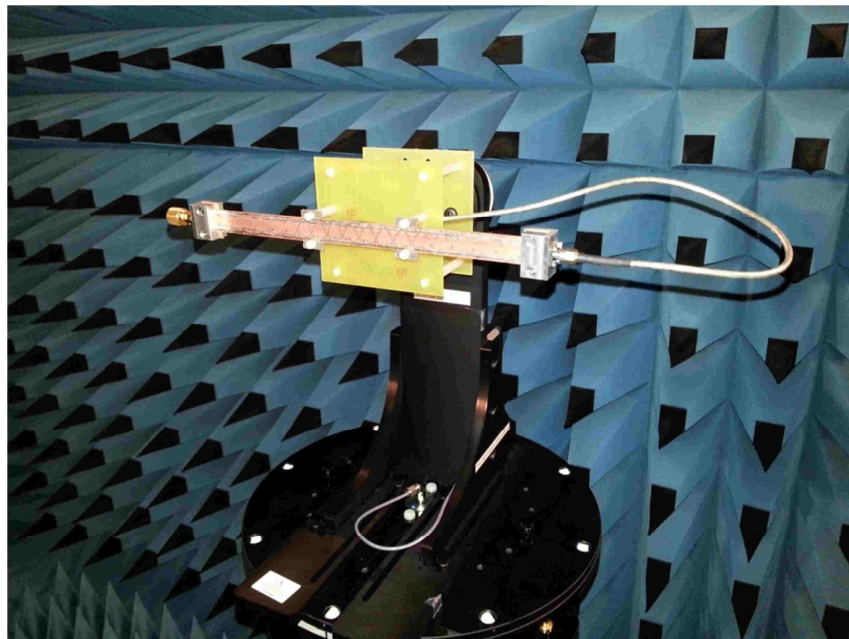


Figura 3-16: Array lineal sobre SIW con 16 elementos de 4 ranuras y puerto de salida [16] con transiciones SMA-Microstrip-SIW y recubrimiento metálico (Anexo D). Fabricación en la EPS-UAM.

La Figura 3-17 y la Figura 3-18 muestran la respuesta de parámetros S de la agrupación lineal diseñada en [16], con transiciones SMA-Microstrip-SIW y recubrimiento metálico (Anexo D), y fabricada en la EPS-UAM. En este caso, parece que el coeficiente de transmisión obtenido mantiene un nivel pérdidas mucho más aceptable que las estructuras construidas y presentadas anteriormente. Se observa que el nivel de desaprovechamiento de señal se encuentra en torno a los -17 dB, que se corresponden con el 2% teórico establecido. En este caso concreto, se considera que es posible que la diferencia entre simulación y medida se deba a errores de fabricación o, incluso, a un nivel de pérdidas en el sustrato más elevado del esperado.

Por otra parte, esta vez el coeficiente de reflexión mantiene una similitud muy aceptable respecto a las simulaciones realizadas. Además, se ha establecido una comparativa de los coeficientes de reflexión entre la antenna presentada, con vías de sintonía, y un nuevo prototipo que no utiliza vías de sintonía para la adaptación de los elementos de longitud mayor a 5.1 mm. Tal y como se puede apreciar, las vías de sintonía introducidas producen una mejora de reflexión de la antenna completa muy significativa, sobre todo entre 16 y 17 GHz. Además, este efecto consigue corregir el “pico” de reflexión que existe en torno a la frecuencia de diseño de la agrupación sin vías de sintonía producido porque, en este caso, las reflexiones internas de la guía se suman en fase.

En conclusión, parece ser que tanto la nueva transición de alimentación SMA-microstrip-SIW como la construcción de la antenna han sido caracterizadas satisfactoriamente mediante los métodos disponibles en la EPS-UAM. Los resultados adversos obtenidos en la fabricación realizada por la empresa ELATE S.A. [28] (Figura 3-15) se atribuyen a problemas con la metalización de las vías que conforman la SIW. En sustratos dieléctricos confeccionados con teflón, como el utilizado para este diseño [26], la metalización de las vías puede ser costosa e imprecisa a causa del material. Sin embargo, la metalización por remaches realizada en la EPS-UAM, asegura una correcta definición de las mismas, lo que minimiza las pérdidas por goteo (“leakage”) características de las SIW.

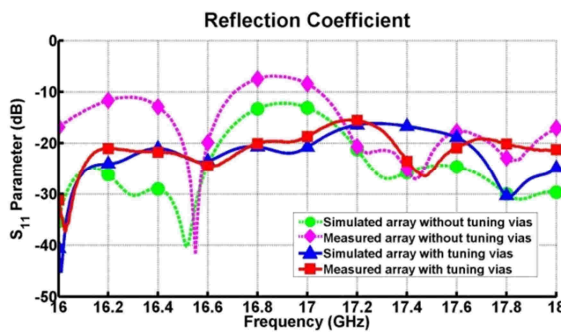


Figura 3-17: Comparativa de los coeficientes de reflexión de los arrays construidos en la EPS-UAM con y sin vías de sintonía

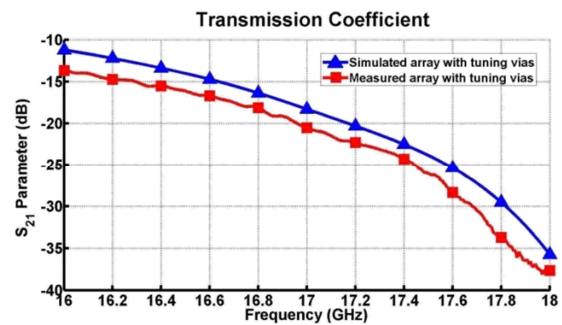


Figura 3-18: Coeficiente de transmisión del array lineal con puerto de salida construido en la EPS-UAM usando vías de sintonía

Por todo lo comentado anteriormente, la nueva transición de entrada, la agrupación lineal diseñada y el método de fabricación empleado en la EPS-UAM se consideran apropiados para el diseño de la agrupación 2D que se pretende caracterizar en este TFM (sección 3.5). A continuación, se muestran las medidas en radiación del array lineal con vías de sintonía fabricado en las instalaciones de la EPS-UAM que se presentaba en la Figura 3-16 de este documento ya que, además de todo lo anterior, también es necesario validar los resultados obtenidos en radiación.

Las componentes RHCP y LHCP (simuladas y medidas) del diagrama de radiación de la antena se muestran en la Figura 3-19. En ella se aprecian las cualidades radiantes de la misma. Se ha conseguido obtener un apuntamiento en la dirección de broadside, aunque existe un error de 0.5° . También se advierten otros efectos adversos en la medida como el ensanchamiento del haz principal o una ligera degradación del nivel de lóbulos secundarios (SLL). Este hecho se debe al método de compensación de acoplos multi-puerto utilizado en [16] y presentado en la sección 3.3.3 de este documento. Los efectos de acoplo mutuo internos a la SIW no son tenidos en cuenta en este método, lo que conlleva en una cierta atenuación en las características de la antena. Por este motivo un nuevo método, basado en la observación del campo eléctrico radiado en condiciones de campo en la apertura y detallado en la sección 3.5.3, será utilizado para compensar los efectos de acoplo mutuo entre los elementos de la agrupación plana diseñada y construida en el presente trabajo. Este método cuenta con los efectos de acoplo mutuo, tanto externos como internos a la guía, y reduce considerablemente el tiempo de ejecución del entorno de simulación establecido.

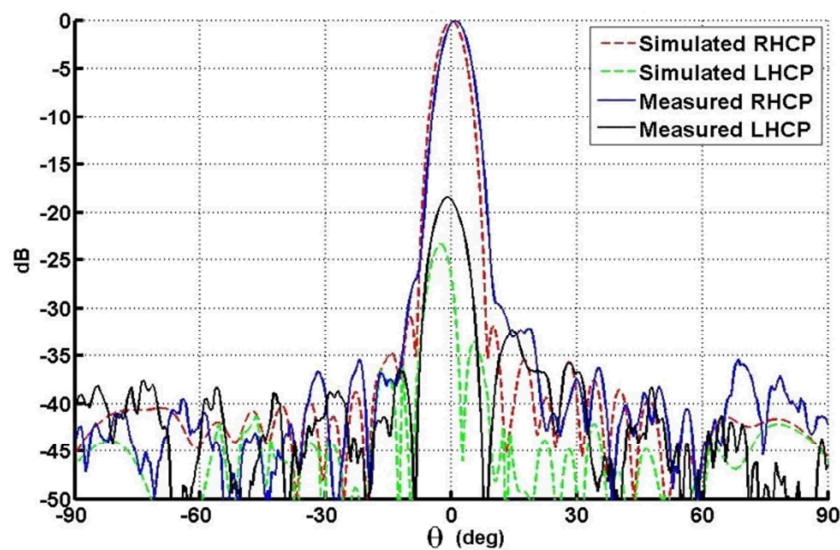


Figura 3-19: Diagrama de radiación normalizado (simulación y medida) del array lineal con puerto de salida construido en la EPS-UAM usando vías de sintonía a 17 GHz (plano $\phi=0^\circ$)

Por otra parte, la Figura 3-20 muestra la típica dispersión en frecuencia que sufre el haz principal de la antenna en los arrays de onda progresiva. La imagen muestra un desapuntamiento de -6° y 6° para 16.3 y 17.7 GHz, respectivamente. Este es el motivo por el que el ancho de banda útil de la antenna sufre una reducción considerable respecto al ancho de banda en reflexión (16.3 - 17.7 GHz). Bajo un criterio de dispersión en frecuencia de $\pm 2.5^\circ$ en torno a la dirección de broadside se considera que el ancho de banda útil ha sido reducido al 3%.

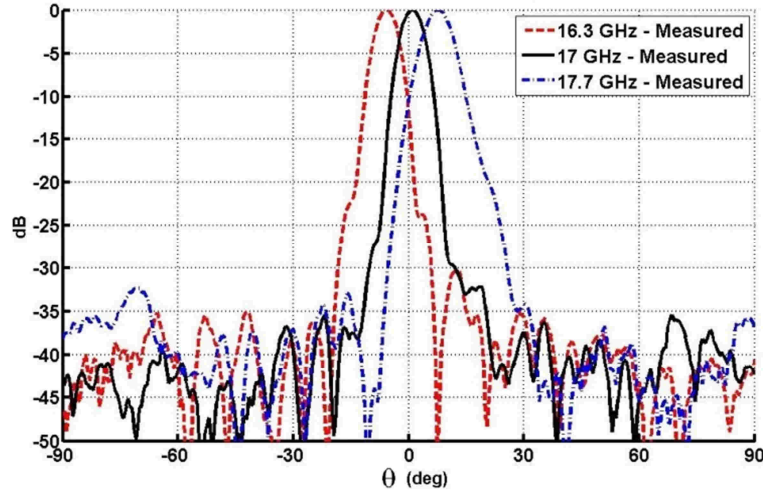


Figura 3-20: Diagrama de radiación normalizado del array lineal con puerto de salida construido en la EPS-UAM usando vías de sintonía a 16.3, 17 y 17.7 GHz (plano $\phi=0^\circ$)

Las medidas de ganancia muestran un nivel de 17 dBi a la frecuencia de diseño, así como una eficiencia de radiación del 80% y una eficiencia de apertura del 71%. La eficiencia de radiación se define como la relación entre las ganancias simulada y medida mientras que la eficiencia de apertura se calcula como la relación entre la directividad simulada y la ganancia medida. La Figura 3-21 también muestra el nivel de axial ratio simulado y medido. Se advierte una cierta discordancia entre ambos parámetros debido, fundamentalmente, a efectos del plano reflector. Aun así, se ha medido un nivel de AR de 1.86 dB a 17 GHz, lo que supone un nivel de polarización circular aceptable.

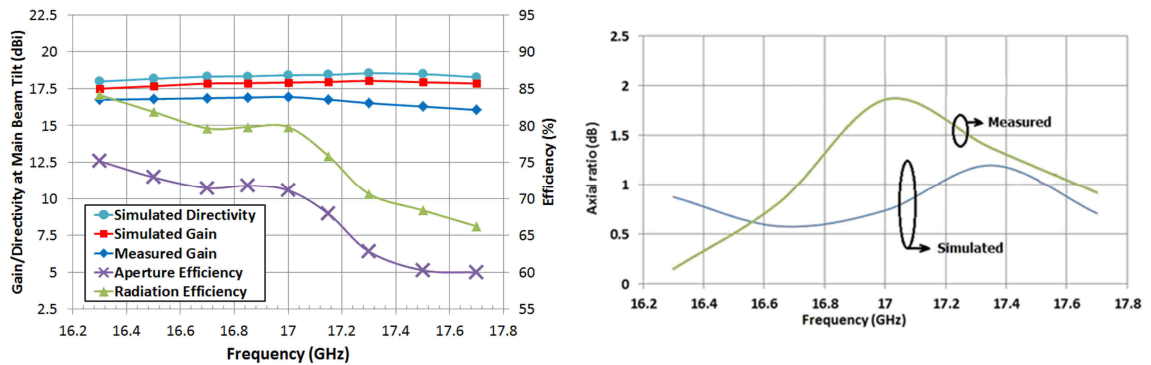


Figura 3-21: Directividad, ganancia, eficiencias (izq.) y nivel de axial ratio (der.) del array lineal con puerto de salida construido en la EPS-UAM usando vías de sintonía en dirección de máximo apuntamiento (plano $\phi=0^\circ$)

3.4 Agrupación lineal con carga adaptada

En esta sección se presenta el diseño de un elemento radiante con carga adaptada que sustituirá al último elemento y al puerto de salida de la antena presentada en el apartado anterior. Existen varias razones para realizar esta modificación, en su mayor parte mecánicas, que se detallan en la sección 3.5.1 de este documento.

3.4.1 Elemento radiante con cortocircuito

En la literatura actual, existen diferentes terminaciones de ranura que se encargan de acoplar la totalidad de la señal entrante con determinadas características. Como referencia clara al respecto, en [29] se presenta una pareja de ranuras ortogonales que se utilizan como terminación en una agrupación plana de elementos cruzados. Estas ranuras se disponen de tal manera que consigan radiar la mayor parte de la señal que llega al cortocircuito final de cada array lineal. En concreto, se coloca una ranura transversal centrada en la guía de onda y una ranura longitudinal en el borde de la misma.

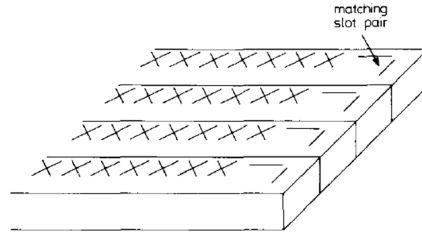


Figura 3-22: Elemento final (matching slot pair) presentado en [29]

El objetivo de diseño en este trabajo es similar al examinado en [29]. Así, tal y como se observa en la Figura 3-23, la carga adaptada al elemento radiante se consigue mediante un cortocircuito final separado una distancia L_{short} del elemento. Este parámetro ha sido optimizado por simulación con el fin de conseguir la mejor respuesta posible en reflexión a la entrada de la estructura radiante.

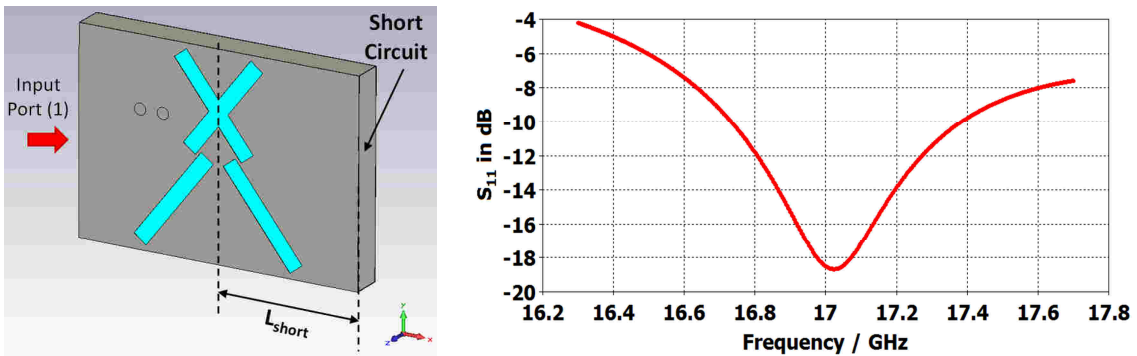


Figura 3-23: Entorno de simulación (izq.) y coeficiente de reflexión simulado (der.) del último elemento con carga adaptada ($L_s = 5.77$ mm, tipo M, $x_s = 2.33$ mm, $x_{vs} = 2.9$ mm, $y_{vs} = 1.6$ mm, $L_{\text{short}} = 7.30$ mm)

En este caso, el elemento con carga adaptada estará formado por las 4 ranuras cruzadas utilizadas en el diseño del array lineal. Sin embargo, las tablas y gráficas de caracterización del elemento radiante unitario presentadas en la sección 3.2 no son válidas para el diseño del mismo debido a la presencia del cortocircuito final. Este elemento distorsiona completamente el comportamiento de la ranura (tanto en reflexión como en radiación), por lo que también es necesaria una reoptimización de los parámetros de diseño del elemento radiante.

3.4.2 Agrupación lineal con cortocircuito

Tal y como se ha comentado, el elemento radiante diseñado en la sección 3.4.1 se utiliza como último elemento en el array lineal de 16 elementos presentado en la sección 3.3. Este elemento radiante se coloca a una distancia optimizada del cortocircuito final de la antena (L_{short}). Al trabajar con tecnología SIW, el cortocircuito también estará formado por vías metalizadas de 0.8 mm de diámetro (Figura 3-24). El número de vías utilizadas para disponer el corto ha sido seleccionado teniendo en cuenta las reglas de definición de una SIW que se presentan en [5]. Como simplificación se ha buscado una separación entre vías similar a la utilizada para definir el resto de la SIW ($p=2d=1.6\text{mm}$). Por ello, para definir el cortocircuito sobre SIW se han usado 8 vías con una separación de 1.57 mm entre ellas.

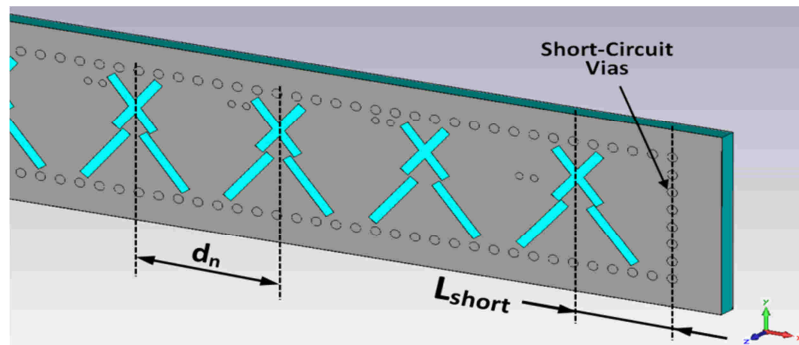


Figura 3-24: Entorno de simulación del array lineal con carga adaptada

El objetivo principal de colocar una terminación en cortocircuito sobre el array lineal diseñado en [16] y presentado en la sección 3.3 es obtener una respuesta radiante similar suprimiendo el puerto de salida de la antena. De esta forma es posible radiar el 2% de la señal entrante desaprovechada así como prescindir de la carga de $50\ \Omega$ conectada al puerto de salida para disipar la energía residual.

La Figura 3-25 muestra las simulaciones de la respuesta en reflexión y del diagrama de radiación de la antena con carga adaptada a 17 GHz. Se puede comprobar que la estructura mantiene una adaptación similar a su análoga con puerto de salida (Figura 3-17) y que el patrón de radiación sigue manteniendo una forma coherente con el diagrama de radiación teórico (Figura 3-12). Incluso

se advierte un ligero estrechamiento del haz principal (5.7°) con su correspondiente aumento de ganancia (18.17 dB). La relación axial de la antenna también mantiene buenos niveles de circularidad (0.46 dB a 17 GHz en la dirección de máximo apuntamiento).

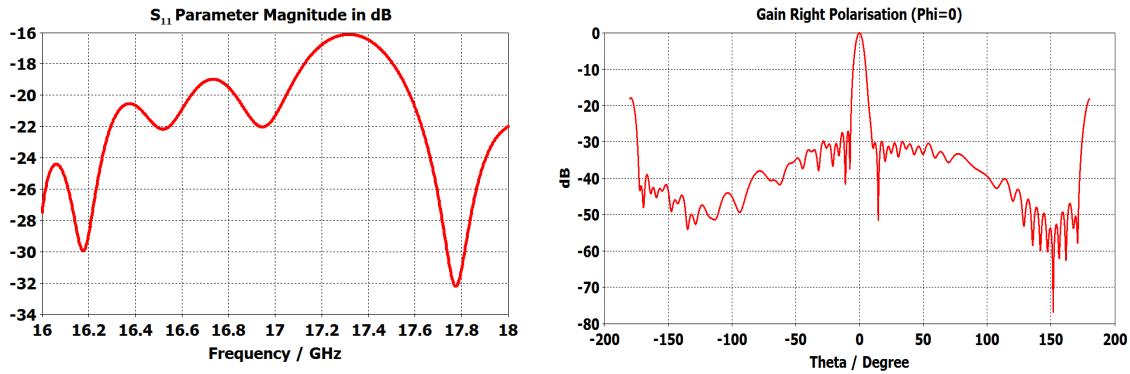


Figura 3-25: (izq.) Coeficiente de reflexión simulado y (der.) diagrama de radiación simulado ($f = 17$ GHz, plano $\phi=0^\circ$) de la agrupación lineal con carga adaptada

A partir de estos resultados se considera que el array lineal con carga adaptada diseñado en este apartado se puede utilizar para generar el array plano 2D objeto de este trabajo. De esta forma, se pretende obtener un aumento considerable de la ganancia de la antenna manteniendo niveles similares de diagrama de radiación, SLL, adaptación y axial ratio. Además, la influencia entre los elementos del array será compensada por un nuevo método de acoplos mutuos. Será necesario construir una red corporativa sobre SIW para alimentarlo a partir de un único punto de conexión.

3.4.3 Agrupación lineal de parches radiantes

De manera paralela a este trabajo ha sido desarrollada una estructura lineal de doble capa de parches para banda Ku que se encarga de radiar la señal acoplada por una serie de pistas metálicas alimentadas por guía de onda (SIW) de forma progresiva (Figura 3-26). Se podría decir que esta agrupación lineal es la antenna gemela de la agrupación lineal con carga adaptada, presentada en el apartado anterior, en su versión con parches radiantes en lugar de ranuras.

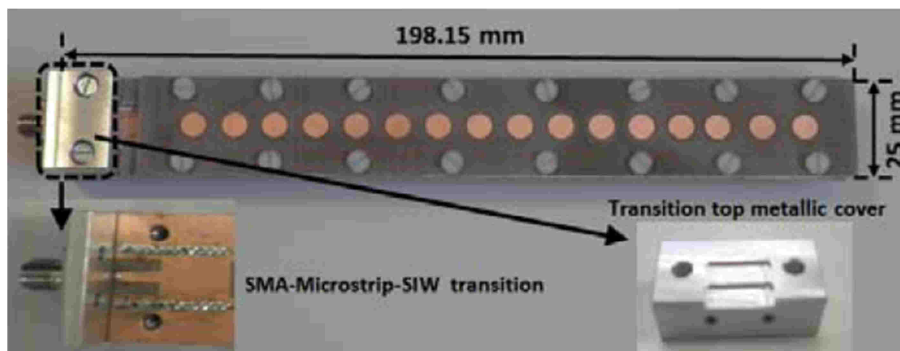


Figura 3-26: Array lineal de parches con carga adaptada, transición SMA-Microstrip-SIW de entrada y recubrimiento metálico (Anexo D)

Las condiciones de diseño de estas dos antenas son muy similares: trabajan en la misma banda (16.3-17.7 GHz), ambas son antenas de onda progresiva, tienen el mismo número de elementos, utilizan la misma transición de entrada y terminan en cortocircuito.

Aun así, existen algunas diferencias entre ellas debidas a su propia composición. La estructura de capas implementada en esta antena de parches se muestra en la Figura 3-27. Como elementos de acoplo de señal se utilizan una serie de pistas en el interior de la SIW. En este caso, el sustrato de la SIW debe estar formado por dos sustratos con diferente constante dieléctrica ($\epsilon_{r1} = 2.17$ y $\epsilon_{r2} = 3.50$), ya que el acoplo de señal sobre las pistas se debe a la generación de modos híbridos en la guía de onda. El nivel de señal acoplada, que estará directamente relacionado con el tamaño de la pista, llegará a través de una vía metálica a un parche radiante colocado en una capa de sustrato por encima de la SIW. Por último, para aumentar el ancho de banda de la antena, se introduce una segunda capa de parches radiantes en la parte superior de la estructura. El proceso de diseño de esta configuración es mucho más flexible que el proceso de diseño de la antena de ranuras presentada en la sección anterior ya que, en este caso, es posible independizar la red de alimentación en SIW de la estructura de parches radiantes.

Por otra parte, todos los elementos radiantes han sido debidamente redimensionados mediante un método de compensación de acoplos basado en la observación de las componentes de campo eléctrico radiadas por cada elemento en condiciones de campo en la apertura (es lo que en la Figura 3-27 se presenta como “Near E-Field Monitors”). Este estudio de acoplos mutuos será utilizado en la agrupación 2D de ranuras presentada en este documento (aplicado a celdas de 3x3 elementos radiantes) y será ampliamente presentado en la sección 3.5.3.

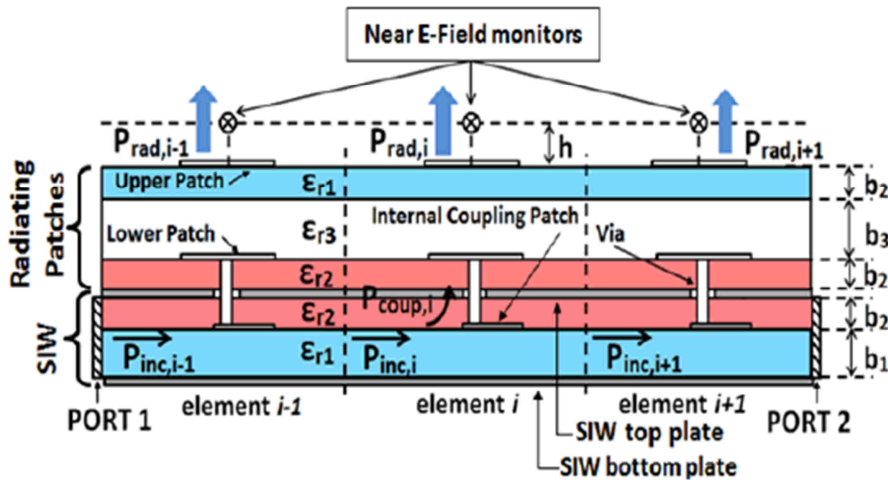


Figura 3-27: Estructura de capas del array lineal de parches diseñado (celda de 3 elementos)

Los resultados experimentales que se presentan a continuación muestran que esta estructura proporciona características muy apropiadas a la antenna. Sin embargo, conlleva un proceso de construcción mucho más complejo que la antenna de ranuras presentada en la sección 3.4 debido al gran número de capas de sustrato con las que cuenta. Utilizando los medios disponibles en la EPS-UAM se ha conseguido fabricar el prototipo que se muestra en la Figura 3-26. Aun así, ha sido imposible evitar obtener ciertos errores en las medidas experimentales que, posteriormente, han podido ser modelados como efectos introducidos por huecos o “gaps” de aire en la estructura. La Figura 3-28 muestra claramente como dichos huecos provocan un desplazamiento de la adaptación en frecuencia en el puerto de entrada de la antenna.

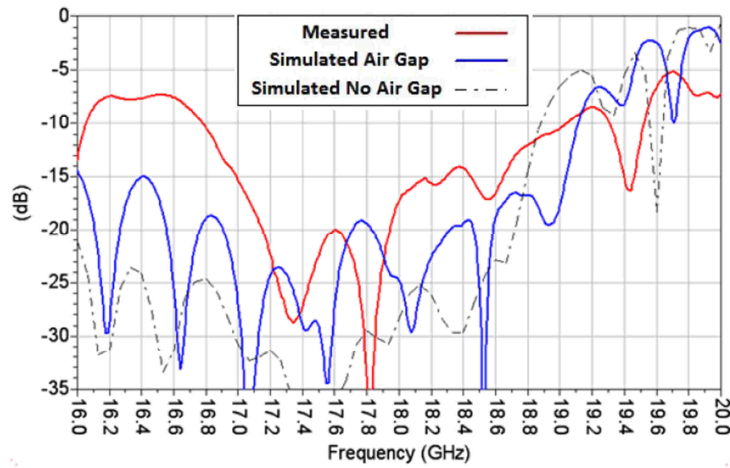


Figura 3-28: Coeficiente de reflexión del array lineal de parches diseñado con y sin un gap de aire de 0.08 mm

Otra de las diferencias importantes es que la disposición de los elementos ha sido ajustada para que la dirección de máximo apuntamiento del array sea distinta de broadside, tal y como se puede apreciar en la Figura 3-29, viéndose esta también modificada (de 22.5° a 30°) por los gaps de aire generados en la estructura.

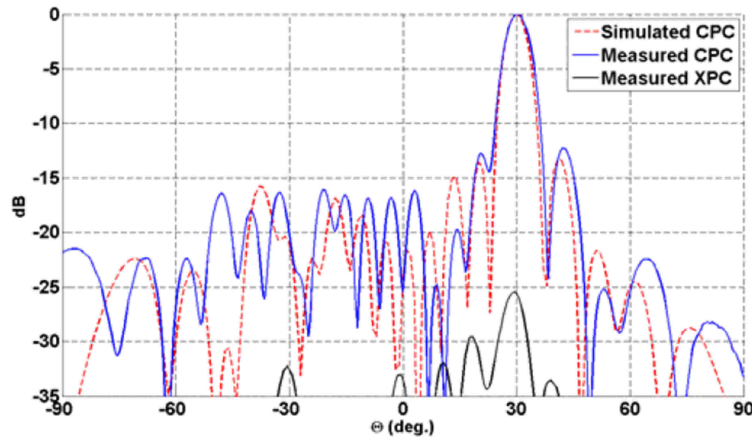


Figura 3-29: Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz del array lineal de parches diseñado ($\phi=90^\circ$) con un gap de aire de 0.08 mm

A pesar de los problemas de fabricación surgidos en la agrupación lineal de parches presentada, la Figura 3-30 muestra niveles de ganancia medidos de 16 dBi con una eficiencia de radiación del 80% a una frecuencia de 17.7 GHz.

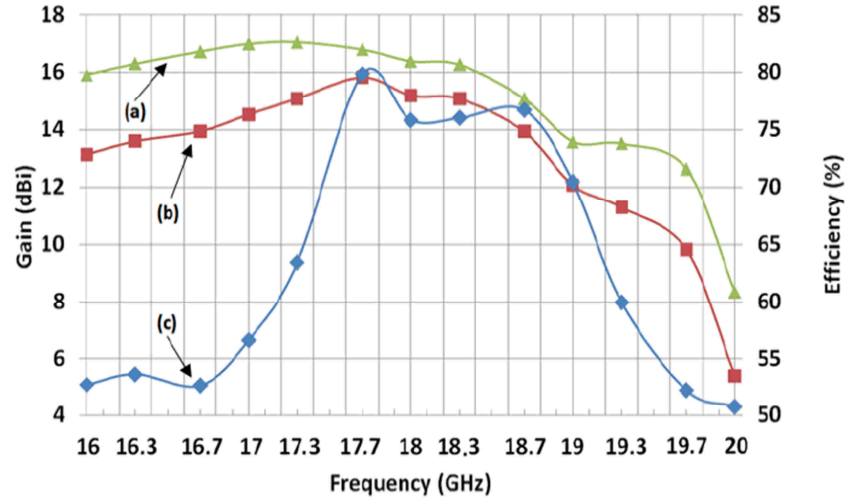


Figura 3-30: (a) Ganancia simulada, (b) ganancia medida y (c) eficiencia de radiación del array lineal de parches diseñado en la dirección de máximo apuntamiento

3.5 Agrupación plana 2D

3.5.1 Estructura

Esta sección ocupa el objetivo principal de este proyecto. El diseño y fabricación de una agrupación plana de antenas con RHCP sobre tecnología SIW. Cada uno de los elementos radiantes está formado por 4 ranuras cruzadas con un par de vías metálicas de sintonía para mejorar su adaptación (sección 3.2). La antena 2D estará formada por 128 elementos radiantes distribuidos en 8 agrupaciones lineales de onda progresiva de 16 elementos cada una. Dichas agrupaciones han sido diseñadas en la sección 3.4 de este documento donde, partiendo del diseño realizado en [16], tanto el último elemento radiante como el puerto de salida de la antena han sido sustituidos por un nuevo elemento radiante optimizado para trabajar con un cortocircuito final.

La motivación más relevante para realizar esta modificación es la simplificación de las características físicas de la agrupación 2D que se pretende diseñar. Si se utilizara la antena presentada en [16] para el diseño 2D podrían utilizarse dos métodos para disipar el 2% de potencia residual desechados por cada array lineal.

- Conectar al puerto de salida de cada array lineal una carga de 50Ω .
- Diseñar un divisor de potencia en SIW para unificar la señal residual de cada array lineal en un solo puerto de salida con una carga de 50Ω .

Se considera que ninguna de estas dos soluciones es aceptable en términos de peso, dimensiones y coste de la antena. Por ello, es muy importante, más en términos mecánicos que en términos de eficiencia de la antena, que cada una de las 8 agrupaciones lineales que conforman la agrupación plana presentada en esta sección terminen en cortocircuito (Figura 3-31).

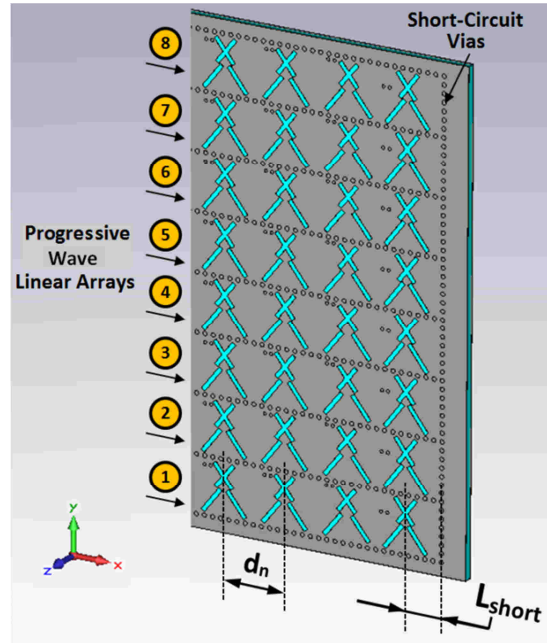


Figura 3-31: Entorno de simulación del array plano 2D

Para alimentar cada uno de los 8 arrays lineales de los que se compone la antena será necesario diseñar una red de alimentación corporativa sobre SIW (sección 3.5.2) de tal manera que la alimentación será corporativa entre distintas agrupaciones lineales (plano de azimuth, $\phi=90^\circ$) pero progresiva para cada una de ellas (plano de elevación, $\phi=0^\circ$).

Por último, una vez establecidos los elementos radiantes del array lineal, presentado en la sección 3.4, sobre la agrupación 2D se llevará a cabo un redimensionamiento de cada uno de ellos utilizando un método de compensación de acoplos mutuos (sección 3.5.3) basado en la observación del campo eléctrico radiado por cada elemento, en la dirección de broadside, en condiciones de campo en la apertura. De esta manera, se intenta corregir la influencia entre elementos adyacentes, en este caso en una celda de 3x3 elementos, para prevenir posibles distorsiones sobre las características radiantes de la antena.

En definitiva, en esta sección se ha llevado a cabo el diseño y fabricación de un array plano 2D formado por 128 ranuras con polarización circular y alimentados por un divisor de potencia corporativo, todo ello sobre tecnología SIW. La estructura trabaja en banda Ku (concretamente de 16.3 a 17.7 GHz), donde se pueden encontrar varios ejemplos de aplicaciones tales como la nueva

banda DBS (Digital Broadcast Satellite) para radiodifusión (17.3 - 17.7 GHz), sistemas de telemetría satelital o sistemas de telemando (16.6 - 17.1 GHz).

3.5.2 Red de alimentación corporativa en SIW

En este apartado se muestra el proceso de diseño de un divisor de potencia sobre SIW que servirá como alimentación para la agrupación 2D caracterizada en este documento. Se pretende que dicha agrupación plana contenga 8 agrupaciones lineales por lo que el divisor constará de 1 entrada y 8 salidas. Se pretende que la alimentación en cada uno de los puertos de salida sea la misma, así que divisor estará formado por 3 etapas divisoras, tal y como se muestra en la Figura 3-32. La simetría de la estructura garantizará que todos los coeficientes de transmisión sean iguales, tanto en amplitud como en fase [30].

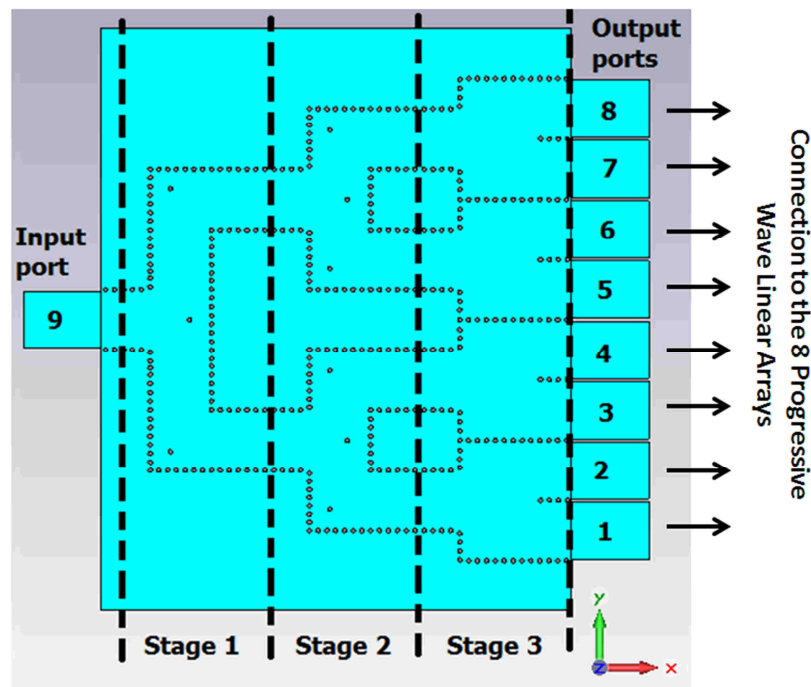


Figura 3-32: Red de alimentación corporativa sobre SIW, formado por tres niveles, utilizando divisores en “T”, divisores en “Y” y codos en ángulo recto con postes inductivos

El diseño de la red de alimentación corporativa se basa en el uso de tres elementos: codos en ángulo recto, divisores en “T” y divisores en “Y”, todos ellos sobre tecnología SIW. Cada uno de ellos cuenta con diferentes elementos y parámetros adaptativos. Además, la tecnología SIW propicia la introducción de postes o vías de adaptación [31]-[34] que favorecen la fluidez de la señal por la estructura y, por lo tanto, ayudan a mejorar la respuesta en reflexión de la misma.

De esta forma, las dos primeras etapas del divisor estarán formadas por codos rectos y divisores en “T” sobre SIW mientras que la última etapa estará formada, íntegramente, por divisores en “Y” que dispondrán la alimentación corporativa de los 8 arrays lineales dejando una sola fila de vías entre cada uno

de ellos. Así, respetando las restricciones de fabricación disponibles en la EPS-UAM (Anexo B), la red de alimentación puede ser integrada en el mismo sustrato dieléctrico que la antena plana 2D.

La Figura 3-34 presenta la respuesta de parámetros S del codo en ángulo recto sobre SIW diseñado. En este caso, la optimización del poste adaptativo colocado cerca de la esquina de la estructura permite obtener reflexiones por debajo de los 30 dB.

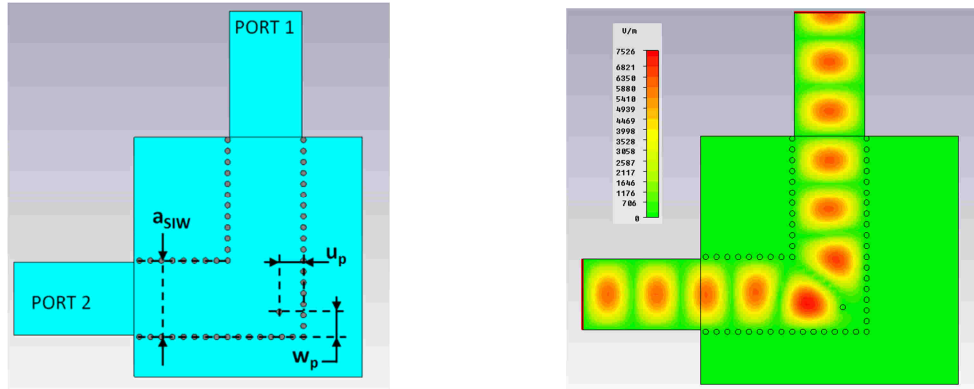


Figura 3-33: Codo en ángulo recto sobre SIW. Estructura (izq.) y distribución del campo eléctrico por la SIW (der.)

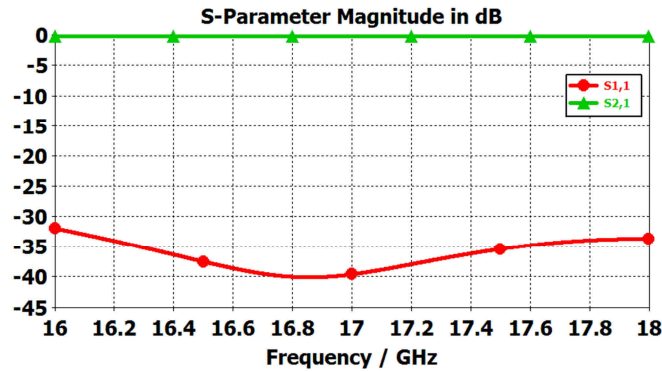


Figura 3-34: Codo en ángulo recto sobre SIW. Respuesta de parámetros S simulada, amplitud en dB ($u_p = 3.61$ mm, $w_p = 3.52$ mm, $a_{SIW} = 11$ mm)

El llamado divisor en “T” se encarga de dividir la señal del puerto de entrada (puerto 1) hacia dos puertos de salida colocados en la misma dirección pero con sentido opuesto (Figura 3-35). La vía metálica colocada en la zona de división de la onda que circula por la SIW permite realizar dicha distribución con la mayor adaptación posible. Además, la simetría de este elemento ante la onda incidente posibilita la división de la señal a partes iguales, en términos de amplitud y fase (Figura 3-36).

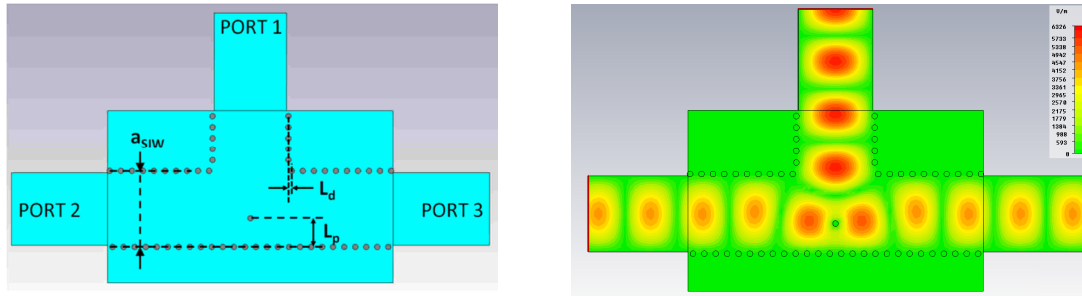


Figura 3-35: Divisor en “T” sobre SIW. Estructura (izq.) y distribución del campo eléctrico por la SIW a 17 GHz (der.)

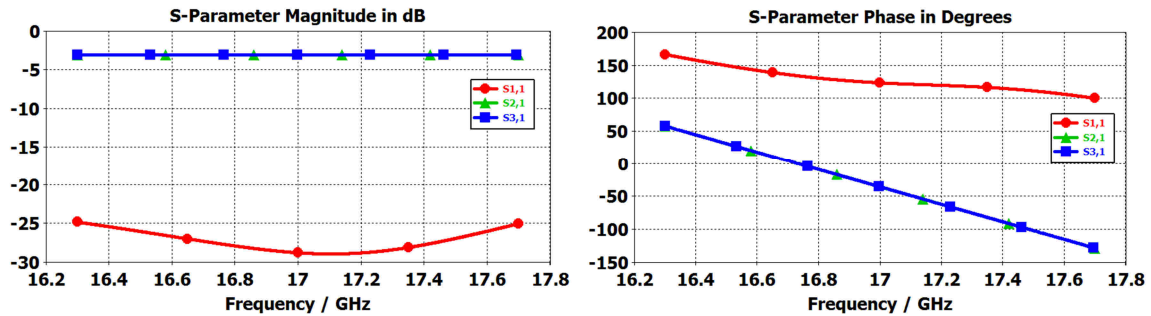


Figura 3-36: Respuesta de parámetros S simulada, amplitud en dB (izq.) y fase en grados (der.), del divisor en “T” sobre SIW ($L_p = 4.15$ mm, $L_d = 0.5$ mm, $a_{SIW} = 11$ mm)

El divisor en “Y” funciona de la misma forma que el divisor en “T” pero permite que la señal de entrada se divida hacia dos puertos con la misma dirección y sentido (Figura 3-37). La adaptación de los parámetros físicos del mismo permite obtener una buena adaptación a la entrada, así como un reparto de potencias equitativo en amplitud y fase (Figura 3-38).

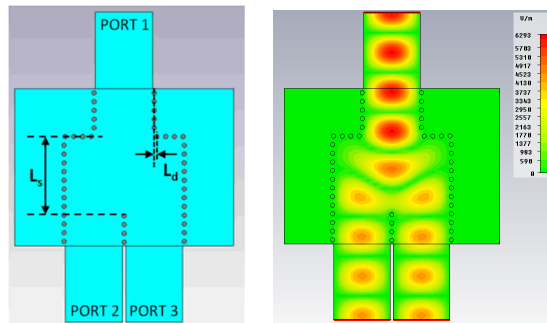


Figura 3-37: Divisor en “Y” sobre SIW. Estructura (izq.) y distribución del campo eléctrico por la SIW a 17 GHz (der.)

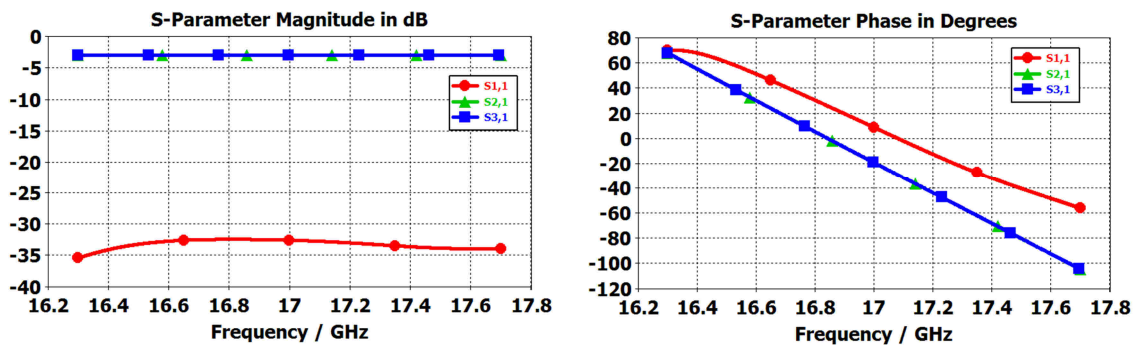


Figura 3-38: Respuesta de parámetros S simulada, amplitud en dB (izq.) y fase en grados (der.), del divisor en “Y” sobre SIW ($L_s = 14.52$ mm, $L_d = 0.5$ mm)

Finalmente, la red de alimentación corporativa 1:8 sobre SIW completa (Figura 3-32) presenta la respuesta de parámetros S (obtenida por simulación) que se muestra en la Figura 3-39. Tal y como se puede apreciar, los coeficientes de transmisión hacia los puertos de salida presentan niveles similares de amplitud y fase debido a la simetría de los elementos que componen el divisor de potencia. Por otra parte, el coeficiente de reflexión de la estructura se mantiene por debajo de los 20 dB en la mayor parte de la banda de trabajo.

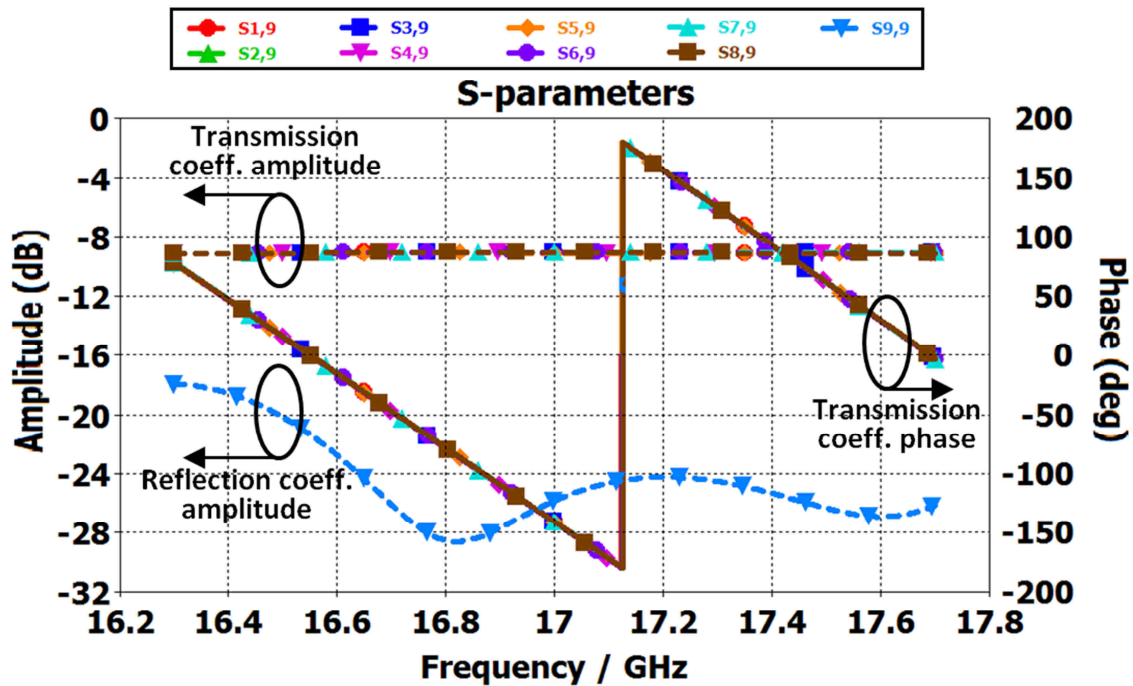


Figura 3-39: Respuesta de parámetros S simulada de la red de alimentación corporativa 1:8 sobre SIW

3.5.3 Método de compensación de acoplos

Un punto fundamental en el proceso de diseño de las agrupaciones de antenas es considerar los efectos de acoplo de señal entre elementos radiantes. En los sistemas de apuntamiento reconfigurable las fases de alimentación de los elementos radiantes cambian, y con ello, las condiciones de acoplamiento mutuo entre los mismos. Este hecho genera una degradación considerable del diagrama de radiación global, tanto en términos de anchura de haz y nivel de lóbulos secundarios como en la dirección de máximo apuntamiento de la antena. Por este motivo, es muy importante el desarrollo y la aplicación de un método de estudio de dichos factores para el posterior redimensionamiento de cada uno de los elementos del array en función del nivel de interacción con los elementos radiantes vecinos.

3.5.3.1 Descripción

El método iterativo propuesto para la compensación de efectos de acoplo mutuo, ya utilizado en el proceso de diseño de la agrupación lineal de parches presentada en la sección 3.4.3, se basa en el esquema presentado en la Figura 3-40. Para cada uno de los elementos radiantes de array, correspondiente al elemento central en el entorno de simulación, se consideran los efectos de acoplo de señal de los elementos adyacentes a los mimos, de la misma forma que para el método multi-puerto utilizado en [16]. Sin embargo, en el caso del array 2D, el modelo de simulación se compone de una celda de 3x3 elementos.

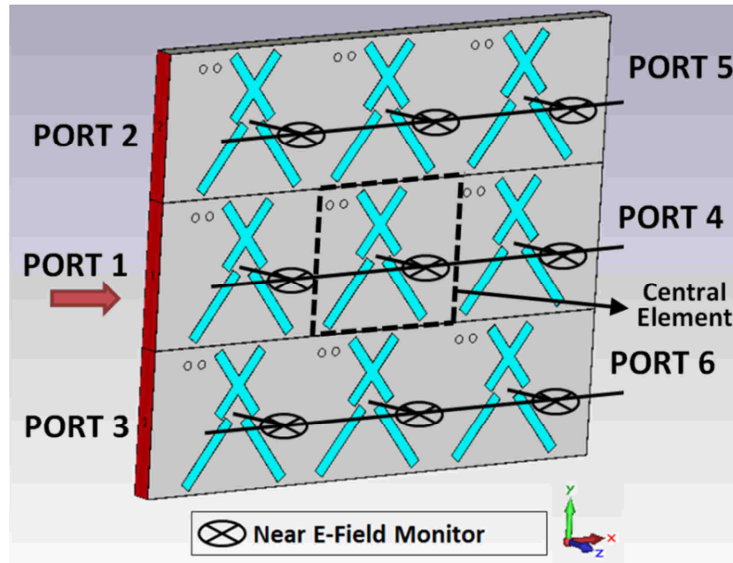


Figura 3-40: Estructura 3x3 del modelo de compensación de acoplos mutuos con monitores de campo eléctrico en condiciones de campo en la apertura (“Near E-Field Monitors”)

De esta forma, con las opciones disponibles en el software de simulación electromagnética CST Microwave Studio (Anexo A.1), se coloca un monitor de campo eléctrico sobre cada uno de los elementos radiantes a una distancia en la que trabajemos en condiciones de campo en la apertura (0.5 mm). Así, las dimensiones del elemento central pueden ser modificadas teniendo en cuenta la interacción con sus 8 elementos adyacentes. Este redimensionamiento se realiza por comparación directa entre el nivel de campo eléctrico radiado en el centro del elemento radiante bajo estudio en condiciones de campo en la apertura (obtenido por simulación) y la amplitud de la función de alimentación utilizada, en este caso una distribución de Taylor a -26 dB.

Una consideración importante es el hecho de que el valor de la componente de campo eléctrico que se debe tomar del monitor establecido en CST debe corresponderse con la polarización de la antena. Para un elemento como el utilizado, que proporciona polarización circular, las componentes x e y del campo eléctrico radiado (es decir, las componentes de polarización horizontal y vertical, E_θ y E_ϕ en este caso, respectivamente) deben combinarse según (3.6).

$$\begin{aligned}
E_{RHCP}(\theta, \phi) &= \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\theta}(\theta, \phi) - jE_{\phi}(\theta, \phi)) e^{-j\phi} \\
E_{LHCP}(\theta, \phi) &= \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\theta}(\theta, \phi) + jE_{\phi}(\theta, \phi)) e^{j\phi}
\end{aligned} \tag{3.6}$$

3.5.3.2 Comparativa

El método de compensación de acoplos implementado sobre este trabajo presenta varias ventajas respecto al modelo multi-puerto empleado en [16] e ilustrado en la sección 3.3.3 de este documento.

En primer lugar, este método considera los efectos de acoplo mutuo internos a la guía de onda. Este hecho es muy importante en antenas de onda progresiva. Tal y como se apreció en la sección 3.3.4, la antena diseñada en [16] presentaba un ligero deterioro en las características radiantes de la antena debido a este motivo.

Por otra parte, el método de acoplos multi-puerto requiere un post-procesado haciendo uso de matrices de dispersión mientras que el nuevo método puede realizar una comparación directa entre el factor de alimentación teórico y la componente de campo eléctrico radiado por cada elemento. Únicamente, cuando la polarización de los elementos es circular, como en el caso de la agrupación plana 2D bajo estudio, debe aplicarse la fórmula anteriormente mencionada.

La última y más destacada característica de este modelo de compensación de acoplos es que ofrece una gran reducción del tiempo de simulación de cada una de las iteraciones del mismo. El modelo multi-puerto necesita establecer un puerto de entrada y salida a cada elemento radiante. Para obtener el nivel de acoplo compensado del elemento bajo estudio es necesario obtener la respuesta por simulación de cada uno de ellos. Sin embargo el nuevo modelo, basado en monitores de campo eléctrico sobre la estructura, únicamente necesita alimentar el elemento radiante bajo análisis. En resumen, mientras que en cada iteración del método multi-puerto se debe simular un número de puertos igual al número de elementos radiantes presentes en la estructura, en el método de compensación de acoplos presentado el número de puertos simulados en cada iteración siempre será uno: el puerto de alimentación del elemento radiante bajo estudio.

Así, por ejemplo, aplicar el método de compensación de acoplos multi-puerto sobre una estructura de 3x3 elementos requiere simular 9 puertos diferentes (puertos impares de la Figura 3-41(b)), mientras que el método basado en la monitorización del campo eléctrico radiado necesita ejecutar una sola simulación (puerto 1 de la Figura 3-41(a)).

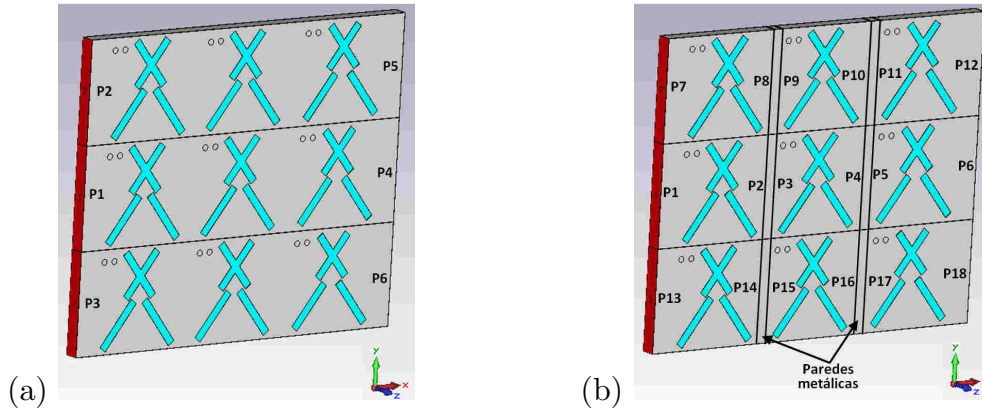


Figura 3-41: Entorno de simulación de la estructura de 3x3 elementos. Modelo de compensación de acoplos (a) con monitores de campo eléctrico y (b) multi-puerto

3.5.3.3 Aplicación

El método de compensación de acoplos presentado ha sido aplicado sobre los elementos radiantes de la agrupación 2D diseñada en esta sección. Sin embargo, no ha sido utilizado sobre todos ellos independientemente, sino sobre un solo array lineal. Es decir, el estudio de acoplos, y posterior redimensionamiento, ha sido realizado sobre cada uno de los 16 elementos de un array lineal utilizando el entorno de simulación con la estructura de 3x3 elementos radiantes (Figura 3-41(a)). Así, la agrupación plana estará compuesta por 8 réplicas de esta agrupación lineal compensada, cuyos parámetros de diseño se muestran en la Tabla 3-5.

Index	L_s (mm)	Tipo	x_s (mm)	x_{vs} (mm)	y_{vs} (mm)	d_n (mm)
1	2.95	C	3.51	-	-	14.21
2	3.65	E	3.45	-	-	13.94
3	4.15	F	3.37	-	-	13.65
4	4.50	H	3.25	-	-	13.37
5	4.75	I	3.17	-	-	13.05
6	5.00	J	3.04	-	-	12.74
7	5.15	K	2.93	-	-	12.64
8	5.30	K	2.77	3.15	4.60	12.24
9	5.41	L	2.63	2.90	4.55	12.15
10	5.5	L	2.50	2.70	4.30	12.07
11	5.57	L	2.46	2.65	4.05	11.89
12	5.61	L	2.45	2.65	4.00	11.84
13	5.64	L	2.42	2.60	3.90	11.86
14	5.52	L	2.51	2.70	4.20	12.20
15	5.36	K	2.69	2.80	4.50	11.46
16	5.77	M	2.33	3.50	1.60	-

Tabla 3-5: Parámetros de los 16 elementos de cada array lineal que conforman el array plano 2D (método de compensación de acoplos aplicado)

Esta es una simplificación del método de acoplos utilizado. Se espera que la aplicación del mismo ofrezca buenas prestaciones sobre las características radiantes de la antena. Sin embargo, no conseguirá una perfecta compensación de acoplos para obtener una respuesta igual a la teórica (aunque sí muy similar). Por ello, se propone la implementación del método de acoplos sobre los 128 elementos de la antena, independientemente, como trabajo futuro a corto plazo así como la comprobación del grado de mejora que ofrecería la aplicación rigurosa de este método.

3.5.4 Integración

Como paso final al diseño de la estructura 2D se realiza la integración de la red de alimentación SIW y de la agrupación de antenas plana (Figura 3-42) siguiendo un criterio de optimización del material utilizado y conservando las características de la antena.

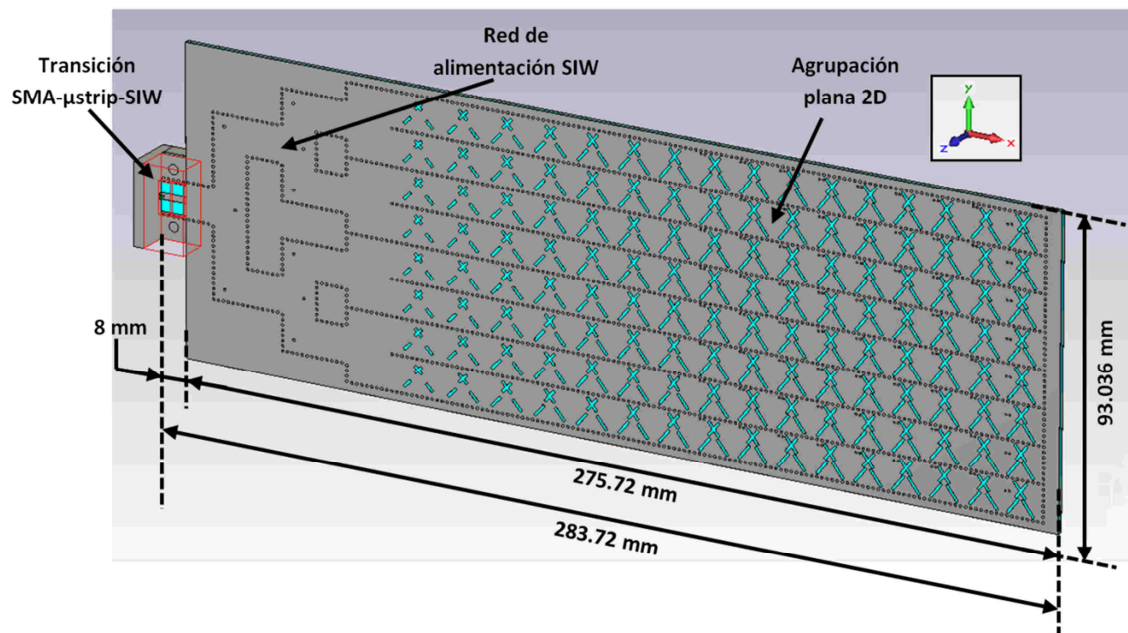


Figura 3-42: Entorno de simulación de la agrupación plana 2D alimentada por un divisor de potencia sobre SIW

Es decir, la pretensión principal es que toda la estructura pueda ser construida sobre un mismo material dieléctrico. Para ello, la EPS-UAM cuenta con la máquina de circuitos impresos ProtoMat S100 (Anexo B) que permite el fresado de alta precisión de una placa de sustrato con un tamaño máximo de 210 x 297 mm (DIN A4). Por lo tanto, la estructura ha sido comprimida (en la dirección x) haciendo uso de varias estrategias:

- La transición de entrada ha sido integrada sobre el divisor en “T” de la primera etapa de la red de alimentación.
- La distancia entre etapas del divisor (traducida en número de vías sobre el eje x) ha sido reducida sin degradar los coeficientes de transmisión de

la estructura. Comprimir demasiado el divisor puede provocar una pérdida de la referencia de fase entre los puertos de salida [34].

- La posición del primer elemento radiante de cada agrupación lineal también ha sido optimizada para su integración con los divisores en “Y” contenidos en la tercera etapa de la red de alimentación.

De esta forma, se han realizado pruebas por medio de simulación para comprobar que estas técnicas no producen efectos adversos sobre las características de la antena 2D. Finalmente, la estructura ha sido comprimida a unas dimensiones de 93.036 x 283.72 mm.

3.5.5 Resumen

En definitiva, el proceso de diseño de la agrupación plana 2D propuesta ha seguido los siguientes pasos:

1. Caracterización del elemento radiante unitario.
2. Diseño de una agrupación lineal de 16 elementos con potencia residual a la salida (trabajo previo).
3. Modificación del diseño para aprovechar toda la potencia desechada por la antena, así como para minimizar la estructura completa en términos de tamaño, peso y coste.
4. Diseño de un divisor de potencia sobre SIW para alimentar de forma corporativa cada uno de los arrays lineales de onda progresiva que conforman la antena.
5. Combinación de los 128 elementos radiantes (divididos en 8 agrupaciones lineales) que componen el array 2D. Redimensionamiento de los mismos aplicando un modelo de compensación de acoplos mutuos basado en la monitorización del campo eléctrico radiado en condiciones de campo en la apertura.
6. Integración de la estructura radiante (agrupación 2D) con la estructura de alimentación (divisor de potencia 1:8) sobre una misma placa de sustrato dieléctrico.

En la siguiente sección de este documento se muestra el proceso de construcción de la antena 2D diseñada, así como los resultados experimentales derivados de la misma.

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Durante esta sección se presentan los resultados experimentales de la agrupación plana 2D diseñada y presentada en la sección 3 de este documento. La Figura 4-1 muestra el prototipo construido utilizando sustrato dieléctrico TLY-5A TACONIC [26]. Como ya se comentó en apartados anteriores, la antena consta de 128 elementos radiantes con polarización circular, formados por 4 ranuras cruzadas y 2 vías de sintonía (elementos mayores que 5.1 mm), distribuidos en 8 agrupaciones lineales de 16 elementos que siguen una función de alimentación de Taylor a -26 dB. Cada uno de los arrays lineales se alimenta con un divisor de potencia 1:8 construido con tecnología SIW. En el puerto de entrada de la antena se utiliza una transición horizontal SMA-microstrip-SIW con un mecanizado de aluminio para evitar radiaciones indeseadas en el transformador de impedancias microstrip (Anexo D).

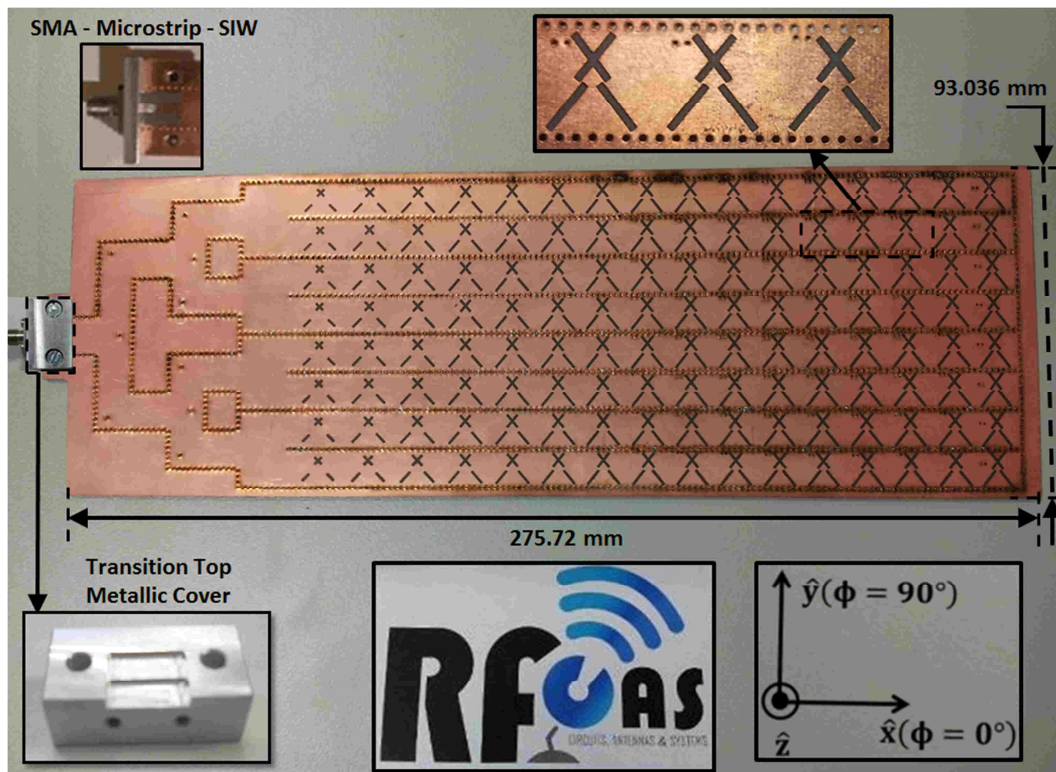


Figura 4-1: Prototipo del array 2D plano sobre SIW construido

A continuación, se presentan los resultados experimentales del prototipo elaborado. Tanto el proceso de fabricación (Anexo B) como la medida de respuestas en reflexión y en diagrama de radiación de la antena (Anexo C) han sido realizados, íntegramente, haciendo uso del equipamiento contenido en los laboratorios de la EPS-UAM.

En primer lugar, la Figura 4-2 muestra el coeficiente de reflexión, simulado y medido, de la agrupación plana diseñada. Se advierte una cierta concordancia entre ambas representaciones. Tal es así que, casi en la totalidad del 12% de ancho de banda de reflexión presentado la respuesta medida se mantiene por debajo de los -10 dB.

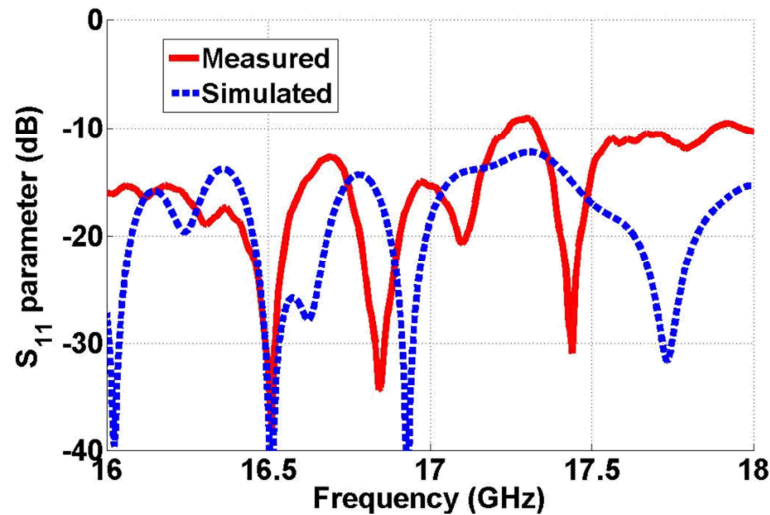


Figura 4-2: Medida y simulación del coeficiente de reflexión del array 2D plano sobre SIW

Aun así, es cierto que existe un ligero desajuste entre ambas respuestas. Este hecho se atribuye, principalmente, a errores de tolerancia en la construcción de la antena. Es muy importante tener presente que gran parte del proceso de fabricación se realiza de manualmente. El conector SMA de entrada, con unas dimensiones muy reducidas (1 x 0.5 x 0.15 mm) debe ser soldado manualmente al transformador microstrip que forma parte de la transición presentada en el Anexo D. Del mismo modo, el proceso de metalización de las vías de la estructura también se realiza de manera manual utilizando remaches metálicos [37]. Además, cada una de ellos se somete a un proceso de soldadura, también manual, para añadir continuidad a la estructura (Figura 4-3). Por todo ello, se considera que las posibles discordancias obtenidas en la respuesta en frecuencia medida son atribuibles a errores de fabricación manuales.

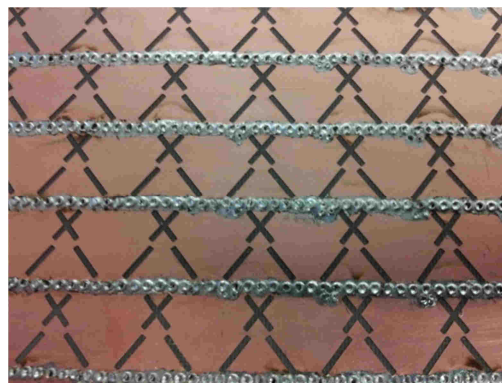


Figura 4-3: Agrupación plana 2D construida. Zoom sobre elementos y vías soldadas

La Figura 4-4 y la Figura 4-5 muestran la simulación y medida del diagrama de radiación normalizado de la antena en los planos de elevación ($\phi=0^\circ$) y de azimuth ($\phi=90^\circ$), respectivamente (ver ejes de la Figura 4-1), a la frecuencia de diseño⁹.

En el primer caso se ha obtenido un diagrama con 5.6° de anchura de haz a -3dB, un nivel de SLL de -25.5 dB y una relación LHCP/RHCP de -17.49 dB en la dirección de máximo apuntamiento. En cambio, para el corte vertical de la antena se presenta un diagrama de radiación con mayor anchura de haz (10°), un SLL de -12.5 dB y una relación LHCP/RHCP de -16.65 dB.

Ambos planos de radiación muestran una gran concordancia entre sus respectivas componentes RHCP simulada y medida. Sin embargo, no ocurre así para la componente contrapolar de la antena (LHCP), sobre todo en la dirección de apuntamiento broadside. La resonancia de la componente LHCP que aparece en el diagrama de radiación simulado en el plano de elevación (Figura 4-4) no está presente en la medida, lo que se traducirá en un aumento considerable del nivel de axial ratio esperado. Por otra parte, la gráfica del diagrama de radiación en el plano de azimuth (Figura 4-5) presenta un aumento cuantioso de la componente LHCP, a pesar de que los niveles de radiación se mantienen por debajo de los -15 dB. Este efecto, propio del prototipo construido, se atribuye a los errores de fabricación comentados anteriormente, en esta misma sección, pero también se contempla la posibilidad de que este deterioro de la componente contrapolar de la antena sea fruto de efectos indeseados causados en mayor medida por el plano reflector de la misma.

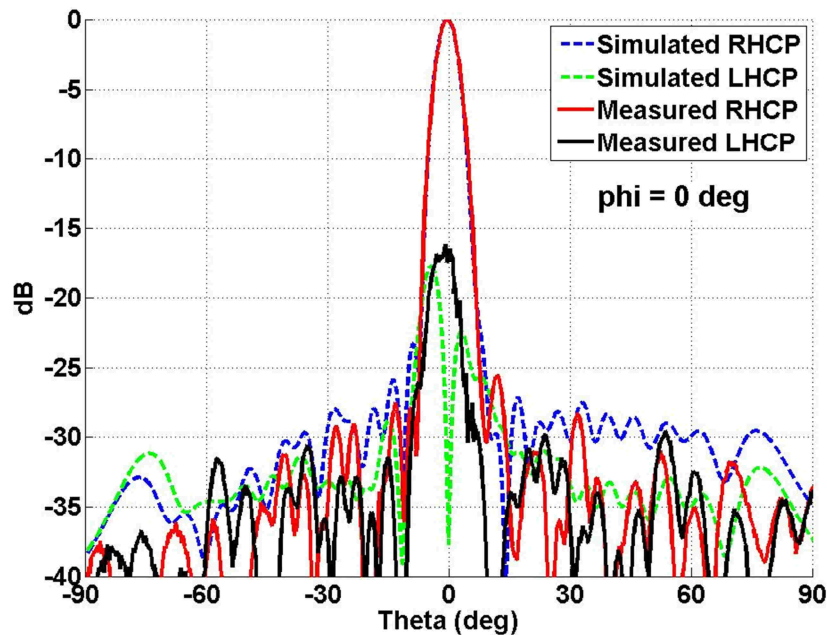


Figura 4-4: Medida y simulación del diagrama de radiación normalizado del array 2D plano sobre SIW a 17 GHz (plano de elevación, $\phi=0^\circ$)

⁹ La RHCP es la componente copolar de la antena y la LHCP es la componente contrapolar.

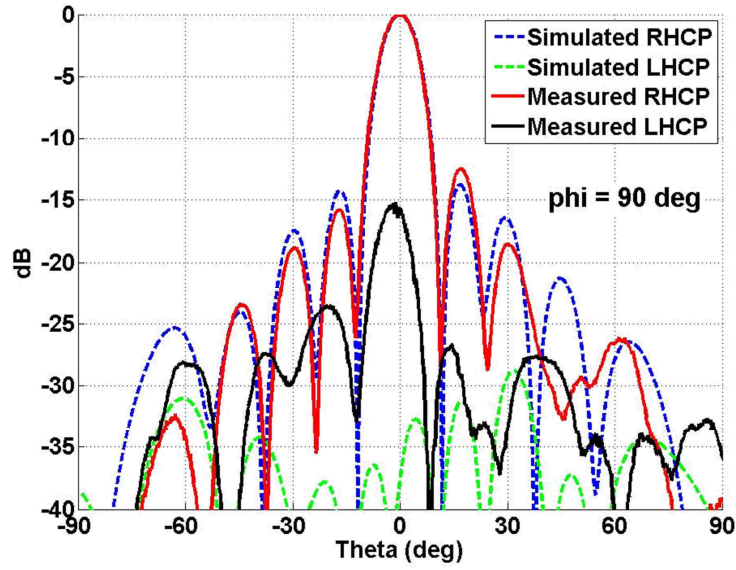


Figura 4-5: Medida y simulación del diagrama de radiación normalizado del array 2D plano sobre SIW a 17 GHz (plano de azimuth, $\phi=90^\circ$)

La Figura 4-6 presenta la dispersión en frecuencia típica de la dirección de máximo apuntamiento de los arrays de onda progresiva, en este caso, producido en el plano de elevación ($\phi=0^\circ$). Tal y como se detalló en la sección 2.4.1, cuando se trabaja fuera de la frecuencia de diseño (17 GHz) la constante de propagación por la guía se ve afectada, modificándose el desfase entre elementos y, en consecuencia, la dirección de apuntamiento del haz principal del array. El desapuntamiento obtenido en los extremos de la banda de trabajo, 16.3 y 17.7 GHz, es de -6.5° y 6.5° , respectivamente. Por este motivo, al igual que ocurría con la agrupación lineal diseñada previamente (sección 3.3), se considera que el ancho de banda útil de la antenna se ve reducido a un 3% (16.75-17.25 GHz) bajo un criterio de dispersión del haz principal de $\pm 2.5^\circ$ en torno a la dirección de broadside. Sin embargo, este efecto de dispersión desaparece en el plano de azimuth ($\phi=90^\circ$) ya que los arrays lineales son alimentados de forma corporativa mediante el divisor de potencia diseñado.

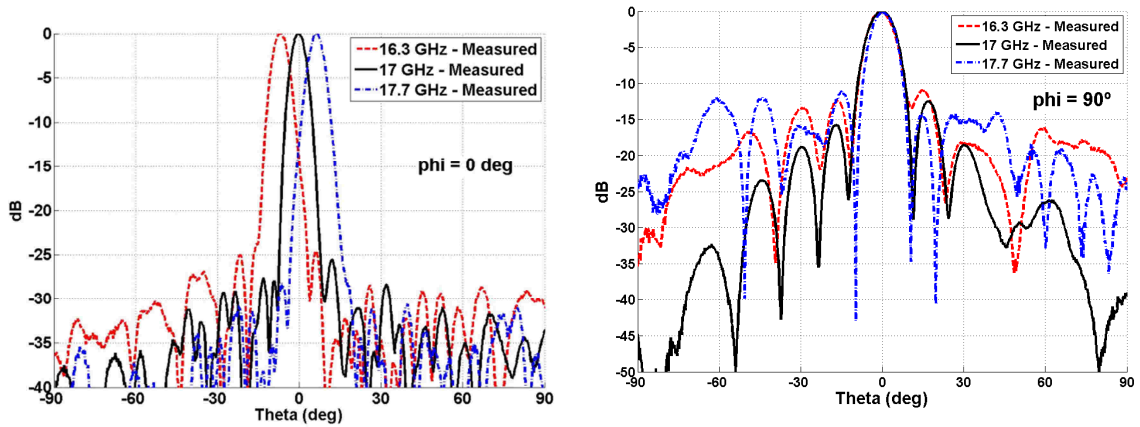


Figura 4-6: Medida del diagrama de radiación normalizado del array 2D plano sobre SIW a 16.3, 17 y 17.7 GHz. (izq.) plano de elevación, $\phi = 0^\circ$ y (der.) plano de azimuth, $\phi = 90^\circ$

En la Figura 4-7 se muestran las curvas de ganancia simulada y medida en la dirección de máximo apuntamiento de la antenna así como las eficiencias de radiación y apertura de la misma. Ambas son calculadas como la relación entre la ganancia simulada y la ganancia medida y como la relación entre la directividad simulada y la ganancia medida, respectivamente. A la frecuencia de diseño se obtienen buenos niveles experimentales de ganancia y eficiencia. En la dirección de broadside (para 17 GHz) la antenna ofrece 25.5 dBi de ganancia, un 85% de eficiencia de radiación y un 60% de eficiencia de apertura. El máximo nivel de eficiencia de radiación, de un 87%, ha sido obtenido a 17.25 GHz mientras que el menor es del 71% a 16.5 GHz.

Por último, la Figura 4-8 muestra el nivel de axial ratio (AR) medido y simulado en la dirección de máximo apuntamiento de la antenna. En ella se advierte un aumento considerable de la medida provocado, en mayor parte, por efectos del plano reflector de la antenna.

Sin embargo, el mayor aumento se produce a la frecuencia de diseño (17 GHz). El nivel de AR medido es de 2.33 dB mientras que el simulado es de tan sólo de 0.40 dB. Se podría decir que esta discrepancia tan marcada es, de alguna manera, “virtual” ya que se identifica con la resonancia de la componente LHCP obtenida en el plano de elevación a 17 GHz del diagrama de radiación simulado (Figura 4-4). Como ya se comentó anteriormente, tanto efectos del plano reflector de la antenna como errores derivados del proceso de fabricación manual han podido generar este hecho. Aun así, basándose en la bibliografía consultada, se considera que la antenna mantiene buenos márgenes de relación axial. El nivel de AR medido en la banda de trabajo útil (16.75-17.25 GHz) oscila entre los 2.50 y los 1.50 dB, aproximadamente.

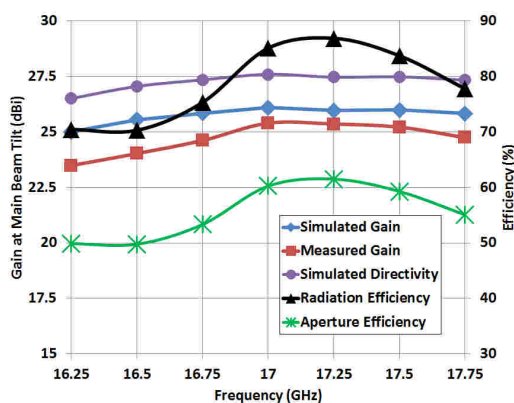


Figura 4-7: Ganancia (medida y simulación) y eficiencia de radiación del array 2D plano sobre SIW en dirección de máximo apunt. (plano de elevación, $\phi = 0^\circ$)

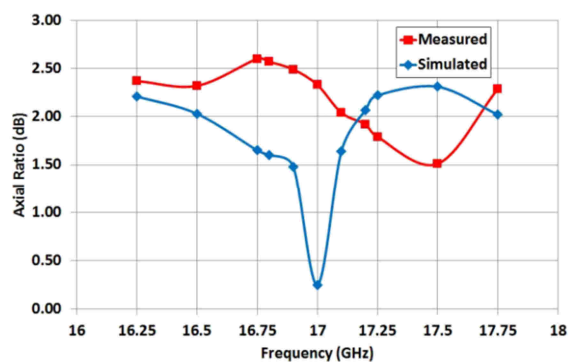


Figura 4-8: Nivel de axial ratio (medida y simulación) del array 2D plano sobre SIW en dirección de máximo apuntamiento (plano de elevación, $\phi = 0^\circ$)

En resumen, los resultados experimentales obtenidos son, en general, satisfactorios respecto a los resultados extraídos de la simulación. Además, también se ha adquirido una mejora sustancial en las prestaciones de la antena 2D respecto a la agrupación lineal con un 2% de potencia residual construida en [16] y presentada en la sección 3.3.4 de este documento. La Tabla 4-1 muestra una comparativa de los parámetros característicos de ambos diseños.

PARÁMETROS (Plano de elevación, 17 GHz)	Agrupación lineal (t=2%)	Agrupación plana 2D
Coeficiente de reflexión (dB)	-19.5	-15.3
LHCP/RHCP (dB)	-19.42	-17.49
Anchura de haz a -3 dB (°)	6	5.6
SLL (dB)	-26.7	-25.5
Ganancia (dBi)	17	25.5
Eficiencia de radiación (%)	80	85
AR (dB)	1.86	2.33
Tamaño (mm)	254.4 x 16	283.72 x 93.036

Tabla 4-1: Comparativa entre la agrupación lineal con potencia residual (sección 3.3.4) y la agrupación plana 2D construidas

5. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

5.1 Conclusiones

En este documento se presenta el proceso de diseño, simulación y fabricación de una agrupación plana 2D con polarización circular sobre tecnología SIW. La antena está formada por 128 elementos radiantes divididos en 8 agrupaciones lineales de onda progresiva de 16 elementos con una distribución de amplitudes de Taylor -26 dB. Cada una de estas agrupaciones se alimenta a través de un divisor de potencia corporativo diseñado sobre SIW.

El proceso de diseño de la estructura descrita comienza por la caracterización del elemento radiante unitario. Está formado por dos parejas de ranuras inclinadas $\pm 45^\circ$, separadas una distancia de, aproximadamente, $\lambda_g/4$ para obtener polarización circular y dispuestas ortogonalmente entre sí. Los parámetros físicos de la misma se optimizan para conseguir los mejores niveles de reflexión y axial ratio. Sin embargo, para mejorar la adaptación de los elementos de mayor capacidad de acoplo, se agregan un par de vías metálicas cerca del puerto de alimentación del elemento. Estas vías se encargan de realizar una resintonización de la señal, por lo que cada uno de los elementos radiantes, individualmente, presenta mejores valores de reflexión sin sufrir un deterioro considerable en los demás parámetros de la antena. Este hecho, se traduce en una mejora de la reflexión total de un array completo.

Utilizando la caracterización realizada se lleva a cabo el diseño de una agrupación lineal de 16 elementos con una distribución de amplitudes de Taylor -26 dB. En trabajos previos se presentó una antena como la descrita con un nivel de potencia residual del 2% disipado en el puerto de salida por una carga de 50Ω . En este caso, se realiza una reoptimización del último elemento del array para conseguir radiar la totalidad de la señal residual colocando un final en cortocircuito. De esta manera, se pretende reducir tanto el tamaño como los recursos utilizados en la antena.

Finalmente, se compone una agrupación 2D formada por 8 de las agrupaciones lineales diseñadas. Todas ellas son sometidas a un método de compensación de acoplos mutuos entre elementos radiantes adyacentes. Este modelo utiliza una celda de 3x3 elementos y se basa en la monitorización de la componente de campo eléctrico radiada por cada elemento en condiciones de campo en la apertura.

Cada agrupación lineal de onda progresiva se alimenta de manera corporativa mediante un divisor de potencia construido con tecnología SIW. Las

estructuras que lo componen (codos, divisores en “T” y divisores en “Y”) son optimizadas en reflexión mediante el uso de postes adaptativos.

La estructura completa ha sido diseñada, fabricada y medida en las instalaciones disponibles en la EPS-UAM. Se han tomado medidas de 25.5 dBi de ganancia, 2.33 dB de axial ratio, 85% de eficiencia de radiación y 60% de eficiencia de apertura a la frecuencia de diseño. A pesar de los propicios resultados obtenidos, en términos de reflexión, en la totalidad del ancho de banda de trabajo (16.3-17.7 GHz), el ancho de banda útil de la antena se ve reducido considerablemente (un 3% en torno a la frecuencia de diseño) debido a la dispersión en frecuencia del diagrama de radiación propia de las antenas de onda progresiva.

En conclusión, este proyecto ha permitido tener constancia del comportamiento de una agrupación de antenas construida bajo la tecnología SIW. Gracias al mismo ha sido posible obtener una estructura compacta, de muy bajo perfil y de alto nivel de ganancia muy fácilmente integrable en cualquier sistema. Además, ha sido empleado para ratificar la caracterización del elemento de 4 ranuras, propuesto en trabajos anteriores, sobre una antena 2D de alta ganancia.

5.2 Trabajo futuro

El desarrollo de este tipo de diseños de agrupaciones planas en redes de bajas pérdidas, está tomando un matiz muy interesante en los últimos años, referido a la aplicación de los mismos a frecuencias por encima de la banda de milimétricas, incluso en terahertzios para aplicaciones de radioastronomía, radar y tratamiento de imágenes.

Si se atiende a los sistemas de comunicaciones por satélite, la utilización en la estación terrena de sistemas radiantes de haces directivos y conformados permite reducir el error por interferencias no deseadas, e incluso, mejorar la calibración evitando errores por multitrayecto de otras estaciones terrenas. Así mismo, la posibilidad de seguir la trayectoria de satélites no geoestacionarios mediante el uso de antenas de haces conmutados, o de manera más eficaz, con redes desfasadoras, hace que la correcta combinación de estas posibilidades permita simultáneamente transmitir y recibir comandos de varios satélites de una misma constelación. Desde luego, esta opción frente a la implementación de costosos sistemas mecánicos de orientación de antenas reflectoras, brinda muchas más posibilidades y eficiencia al sistema de comunicación.

Por todo ello, como principal objetivo futuro se propone el desarrollo de antenas reconfigurables, ya sea con elementos externos a la estructura como varactores, desfasadores digitales o MEMs, o con elementos internos tales como

tornillos metálicos que permitan la sintonización de los elementos radiantes del mismo modo que ocurre con los circuitos pasivos de radiofrecuencia o con la inclusión de sistemas artificiales de alta impedancia (cristales electromagnéticos o EMXT) en combinación con varactores. En definitiva, se propone el desarrollo de antenas que sean capaces de modificar su haz principal de radiación dando lugar a las llamadas antenas inteligentes.

Por otra parte, sería posible utilizar redes de alimentación con otro tipo de prestaciones. En el trabajo presentado la simetría de la red permite realizar una distribución uniforme de la señal, en términos de módulo y fase. Sin embargo, es posible que exista la necesidad de hacer uso de redes de dimensiones menores, como podría ser una red con divisores en “T” adaptadores y alimentación lateral, con diferente distribución de amplitudes y fases o con mayor ancho de banda en reflexión.

Como consumación al trabajo realizado y presentado en este documento se propone la implementación del método de compensación de acoplos utilizado, basado en la monitorización del campo eléctrico radiado en condiciones de campo en la apertura, sobre todos y cada uno de los elementos radiantes de la agrupación de manera independiente. De esta forma, será posible comprobar la eficacia del perfeccionamiento de las características de la antena obtenida en función del tiempo de computación empleado en la aplicación del mismo.

Por último, se proponen trabajos enfocados en la diversidad por polarización, buscando comunicaciones duales simultáneas en polarización. En este sentido se plantea el estudio y diseño de agrupaciones progresivas en guía de doble modo ortogonal como red de alimentación para antenas linealmente polarizadas y duales. En este sentido, la utilización de guías cuadradas con excitación de sus modos ortogonales TE_{10} y TE_{01} es una alternativa factible.

REFERENCIAS

- [1] José Luis Masa Campos, Jorge Alfonso Ruiz Cruz. Antenas y circuitos de alta frecuencia, 2009. Asignatura de máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [2] David M. Pozar. Microwave Engineering. John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [3] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," *IEEE Microwave Wireless Compon. Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 333 – 335, Sep. 2002.
- [4] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu and T. J. Cui, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 446-448, Sept. 2004.
- [5] D. Deslandes and K. Wu, "Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of Substrate Integrated Waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, pp. 2516-2526, June 2006.
- [6] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [7] J. L. Masa-Campos, S. Klinger, M. Sierra-Pérez, "Parallel plate patch antenna with internal horizontal coupling lines and TE_{N0} mode excitation", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no.7, pp. 2185 – 2189, Julio 2009.
- [8] S. Satthamsakul, N. Anantrasirichai, C. Benjangkaprasert and T. Wakabayashi, "Rectangular Patch Antenna with Inset Feed and Modified Ground-Plane for Wideband Antenna", *SICE Annual Conference 2008* August 20-22, 2008, the University Electro-Communications, Japan.
- [9] Ntsanderh C. Azenui and H. Y. D. Yang, "A Printed Crescent Patch Antenna for Ultrawideband Applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, VOL. 6, 2007.
- [10] G. Montisci, M. Musa, and G. Mазzarella, "Waveguide slot antennas for circularly polarized radiated field," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 2, pp. 619 – 623, Feb. 2004.
- [11] Jiro Hirokawa and Makoto Ando "Single-layer feed waveguide consistin of posts for plane tem excitation in parallel plates". *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol.46 no. 5. May 1998. pp 625-630
- [12] K. Sakakibara, Y. Kimura, A. Akiyama, J. Hirokawa, M. Ando, N. Goto, "Alternating phase-fed waveguide slot arrays with a single-layer multiple-

- way power divider, “*IEE Proc. Microw. Antennas Propag.* vol. 144, no.6, pp.425-430, Dic. 1997.
- [13] L.G. Josefsson, “Analysis of Longitudinal Slots in Rectangular Waveguides,” *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 35, no. 12, pp. 1351 – 1357, Dic. 1987.
 - [14] Simmons. A., “Circularly polarized slot radiators,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 5, pp. 31 – 36, Jan. 1957.
 - [15] P. Chen, W. Hong, Z. Kuai, and J. Xu, “A substrate integrated waveguide circularly polarized slot radiator and its linear array,” *IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters*, vol. 8, pp. 120 – 123, 2009.
 - [16] P. Sánchez-Olivares, J.L. Masa-Campos, “Slot Radiator with Tuning Vias for Circularly Polarized SIW Linear Array”, *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference*, Mar. 2012.
 - [17] S. Trinh-Van, H. B. Kim, G. Kwon, and K. C. Hwang, "Circularly polarized spidron fractal slot antenna arrays for broadband satellite communications in ku-band," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 137, 203-218, 2013.
 - [18] S. Cheng, H. Yousef and H. Kratz, “79 GHz Slot Antennas Based on Substrate Integrated Waveguides (SIW) in a Flexible Printed Circuit Board”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, pp. 64-71, Jan. 2009.
 - [19] G. Montisci, “Design of Circularly Polarized Waveguide Slot Linear Arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, issue 10, pp. 3025-3029, October 2006.
 - [20] A. A. Eldek, A. Z. Elsherbeni, and C. E. Smith, "Rectangular slot antenna with patch stub for ultra wideband applications and phased array systems," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 53, 227-237, 2005.
 - [21] J. Hirokawa and M. Ando, “Efficiency of 76-GHz Post-Wall Waveguide-Fed Parallel-Plate Slot Arrays” *IEEE Transactionson Antennas and Propagation*, vol. 48, no.11, pp.1742-1745, Nov. 2000.
 - [22] X.-P. Chen, K. Wu, L. Han, and F. He, “Low-cost high gain planar antenna array for 60-GHz band applications,” *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, Vol. 58, No. 6, 2126–2129, Jun. 2010.
 - [23] Z. Chen, W. Hong, Z. Kuai, J. Chen and K. Wu, "Circularly Polarized Slot Array Antenna based on Substrate Integrated Waveguide" *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008. ICMMT 2008*.
 - [24] Y. J. Cheng, W. Hong and K. Wu, "94 GHz Substrate Integrated Monopulse Antenna Array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, pp. 121-129, Jan. 2012.

- [25] J. L. Masa-Campos, M. Sierra-Pérez, "Radial Line Patch Antenna for DBS reception with microstrip coupling lines and feed phase compensation" *International Conference on Applied Electromagnetics and Communications*, 2005 (ICECom2005).
- [26] <http://www.taconic-add.com/en/pdf/tly.pdf>
- [27] Proyecto Fin de Carrera: "Diseño de un array lineal plano con guía de alimentación en sustrato integrado para banda Ku". Autor: Pablo Sánchez Olivares. Tutor: José Luis Masa Campos. Ponente: Jorge Alfonso Ruiz Cruz. Referencia electrónica: <http://arantxa.ii.uam.es/~jms/pfcsteleco/>
- [28] <http://www.elatesa.com/Principal.htm>
- [29] J. Hirokawa, K. Sakurai, M. Ando, N. Goto, "A matching slot pair for a circularly-polarized slotted waveguide array", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1990. AP-S. Merging Technologies for the 90's. Digest, Vol. 2, pp. 926-929, May 1990.
- [30] A. Holy, M. Krihaly and H. Matzner, "A 1:8 Waveguide Feeding Network for Antenna Arrays", *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS)* 2011, pp. 1-4, Nov. 2011.
- [31] J. Hirokawa, K. Sakurai, M. Ando and N. Goto; "An analysis of a waveguide T junction with an inductive post," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, no.3, pp. 563-566, Mar. 1991.
- [32] S. Lin, S. Yang, A. E. Fathy, and A. Elsherbini, "Development of a novel UWB vivaldi antenna array using SIW technology," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 90, 369-384, 2009.
- [33] S.H. Suleiman, Songnan Yang and A.E. Fathy, "Evaluation of a Ku Band Printed Circuit Slot Array Antenna Using Planar Near-Field Measurements", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* 2006, pp. 433-436, Jul 2006.
- [34] Songnan Yang and A.E. Fathy, "Compact Folded Feed Network Development for a Ku-Band DBS Slotted SIW Array Antennas", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)* 2011, pp. 1-4, Jun 2011.
- [35] <http://precision.hubersuhner.com/es/mozilla/hs-index.htm>
- [36] <http://www.bungard.de>
- [37] http://www.bungard.de/old/deutsch1/spanisch/seiten/m_dknieten.htm
- [38] <http://www.jbctools.com/>
- [39] <http://www.lpkf.com/>
- [40] <http://www.lpkf.es/productos/creacion-rapida-prototipos-pcb/software/index.htm>
- [41] P. Chen, W. Hong, K. Zhenqi, J. Xu, H. Wang, C. Jixin, H. Tang, J. Zhou and K. Wu "A Multibeam Antenna Based on Substrate Integrated

Waveguide Technology for MIMO Wireless Communications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, pp. 1813 - 1821, Jun 2009.

ANEXOS

Anexo A. Herramientas de Diseño EM

A continuación se presenta una visión de las herramientas software utilizadas para el diseño, simulación y medida de los prototipos realizados durante la realización de este trabajo.

Anexo A.1 CST Microwave Studio

CST Microwave Studio es una herramienta especializada para la simulación EM en 3D de componentes de alta frecuencia. El grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM dispone, actualmente, de la última versión de este software (2011). Esta ha sido la principal herramienta de diseño y de simulación que se ha utilizado para la realización del trabajo presentado en este documento.

El programa cuenta con un análisis rápido y preciso de aparatos de alta frecuencia tales como antenas, filtros, estructuras de diversas capas, etc. También ofrece un amplio vistazo al comportamiento EM de los diseños de alta frecuencia y promueve una tecnología completa y de alta calidad para EM en 3D. Además, brinda a los usuarios una gran flexibilidad mediante un rango de aplicación muy amplio, gracias a la variedad de tecnologías disponibles.



Figura A-1: Logo de CST Microwave Studio

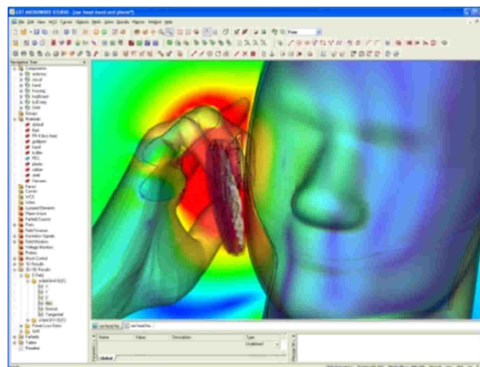


Figura A-2: Entorno de trabajo de CST

Por otra parte, cuenta con filtros para la importación y exportación de archivos CAD específicos, lo que mejora las posibilidades y además fomenta el ahorro de tiempo en el proceso de diseño. Este hecho ha sido muy beneficioso para nuestro fin, ya que los ficheros CAD son necesarios para la construcción de nuestros componentes. El programa es capaz de adaptarse a las necesidades del usuario gracias a sus diversos campos de aplicación.

Anexo A.2 Ensemble 1D Array Synthesis

El software “Ensemble 1D Array Synthesis” es un programa muy sencillo, pero eficaz, de modelado de agrupaciones de antenas lineales (sólo sirve para arrays de una sola dimensión). Tal y como se puede apreciar en la figura adjunta, el programa “EnsSym” (abreviado) nos muestra el diagrama de radiación normalizado (abajo), un esquema de los elementos posicionados a lo largo del array (arriba) y las amplitudes y fases teóricas de cada elemento radiante (izquierda) del mismo en función de la distribución y el número de elementos introducidos previamente.

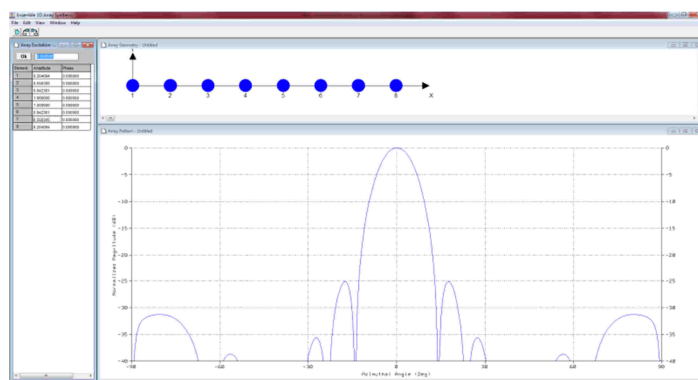


Figura A-3: Entorno de trabajo del software Ensemble 1D Array Synthesis

Anexo A.3 Advanced Design System (ADS)

Advanced Design System (ADS) es un programa de simulación circuital para una gran variedad de dispositivos de telecomunicaciones tales como amplificadores, líneas de transmisión, filtros, resonadores, osciladores, etc. Este programa ha sido creado por Agilent Technologies y la versión utilizada para este PFC es la 2008, disponible en el grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

Este software lleva a cabo simulaciones de gran precisión, a nivel de circuitos, basándose en las densas librerías que posee. Además de disponer de dos tipos de ventanas donde trabajar con circuitos y los resultados de sus simulaciones, ADS también permite tratar Layouts, por lo que el usuario puede examinar cómo será su circuito físicamente a partir de los elementos que lo integran.

ADS también permite la importación/exportación de diversos tipos de ficheros tales como archivos CAD, TOUCHSTONE, etc. Este hecho ha resultado imprescindible para el tratamiento de nuestros diseños a nivel físico y, sobre todo, para la generación de archivos “Gerber” (formato de impresión

creado por Gerber System Corporation), necesarios para la construcción de los circuitos impresos de este PFC.

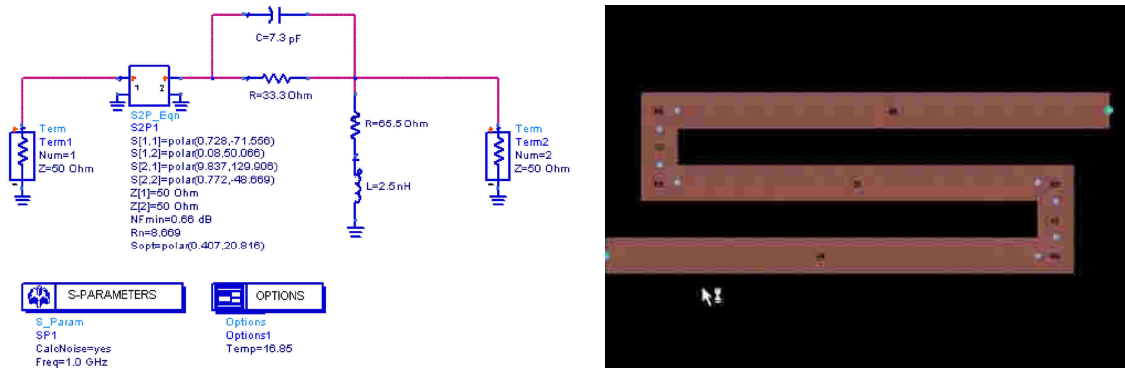


Figura A-4: Entorno de trabajo de ADS. Esquemático (izquierda) y Layout (derecha)

Anexo A.4 DAMS Antenna Measurement Studio

Software de captura de diagramas de radiación multi-frecuencia DAMS Antenna Measurement Studio. Utilizando este programa el usuario puede configurar el plano de corte radiante que desea tomar del dispositivo de medida. En cada uno de las posiciones en el eje angular se toman muestras del parámetro S_{21} a través del VNA conectado al sistema. El programa proporciona los datos medidos en texto plano correspondientes al sistema radiante bajo estudio. También permite la representación de la medida en coordenadas polares y 3D.

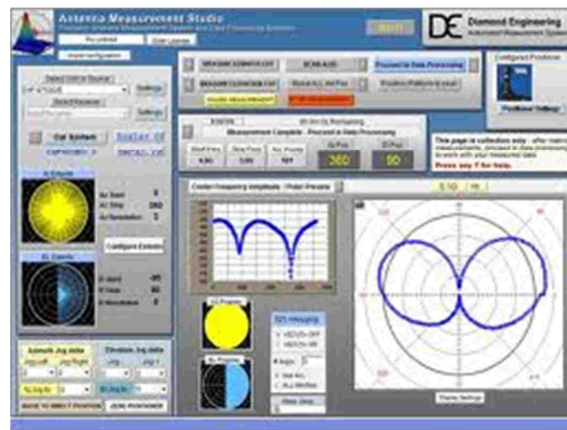


Figura A-5: Software DAMS Antenna Measurement Studio

Anexo B. Construcción de circuitos impresos

Como ya se ha citado a lo largo de esta memoria, las antenas impresas se caracterizan, sobre todo, por ser de fabricación sencilla y de bajo coste. Existen dos métodos para la construcción de antenas impresas: el método químico y el mecánico.

El método químico consiste en la creación de una máscara que contenga las pistas impresas que debe tener el circuito. Esta máscara se pega a la placa y se introduce en una disolución de cloruro férrico. Este material reacciona con el cobre, eliminando a éste sólo en las zonas no cubiertas por la máscara.

El método mecánico utiliza una fresadora de precisión controlada por un software. La fresadora elimina el cobre gracias a los distintos tipos de herramientas que puede utilizar. Es un procedimiento muy limpio y seguro ya que no se manejan compuestos químicos, aunque es algo menos preciso. Para la realización de este proyecto se ha utilizado el método mecánico ya que es el más sencillo, es del que se dispone en los laboratorios de la EPS y ya que los resultados obtenidos, en cuanto a precisión, suelen ser bastante satisfactorios.

Para el proceso de construcción se ha utilizado el siguiente material:

- Placas de sustrato TLY-5A de espesor 1.5748 mm [26].
- Placas de sustrato FR-4 de espesor 1.6 mm [28].
- Conectores 23 SMA 50-0-94/199 [28].
- Remachadora [36] y remaches [37] para el metalizado de taladros de la marca BUNGARD.
- Estación profesional de soldadura [38].
- Máquina de fresado de circuitos impresos “LPKF ProtoMat S100” [39].
- Software de control “CircuitCAM” y “BoardMaster” [40].



Figura B-1: Máquina de fresado de circuitos impresos LPKF ProtoMat S100

Proceso de construcción de un circuito:

A continuación se presenta un esquema que muestra el proceso de fabricación de un circuito impreso utilizando el material disponible en los laboratorios de la EPS-UAM y a disposición del grupo RFCAS.

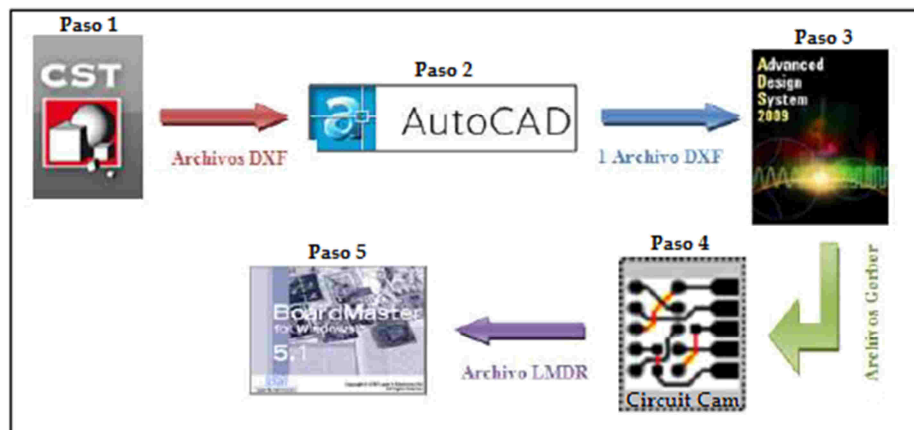


Figura B-2: Esquema sobre el proceso de diseño software para la construcción de un prototipo

- **Paso 1:** Una vez el circuito ha sido diseñado utilizando el software de simulación EM, CST Microwave Studio, se deben exportar archivos DXF correspondientes a cada una de las capas que necesitemos imprimir sobre el circuito. En algunas ocasiones sólo se necesita la capa superior, mientras que en otras se necesita tanto la capa superior del circuito como la inferior.
- **Paso 2:** Estos archivos DXF se combinan en uno solo mediante el software de dibujo “AutoCad”. En este archivo ya se deben definir las capas que la fresadora de precisión “LPKF ProtoMat S100” debe interpretar para su correcto funcionamiento: capa de corte, top, taladros y bottom (si fuera necesario).
- **Paso 3:** A continuación se necesitan obtener archivos Gerber. El formato Gerber es un formato de impresión utilizado en la producción de circuitos impresos y fue creado por Gerber Systems Corporation. Es necesario generar un archivo Gerber por cada capa. Para la obtención de estos archivos se utiliza el software Advanced Design System (ADS).
- **Paso 4:** Una vez en este punto se comienza a utilizar software exclusivo de la fresadora LPKF. El software CircuitCAM permite, a partir de los ficheros Gerber, escoger qué herramientas van a ser usadas en el proceso de rutado del circuito impreso. La **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** muestra las herramientas disponibles para el fresado de circuitos impresos.

- **Paso 5:** Tras pasar por el programa CircuitCam se genera un fichero con extensión LMDR. Este se pasa al software BoardMaster que se encarga de controlar la comunicación entre el ordenador y la fresadora.

Una vez iniciado el proceso de fabricación de la placa, el usuario debe controlar las fases que la máquina de precisión LPKF ProtoMat S100 debe ejecutar para imprimir cada una de las capas del circuito sobre la placa de sustrato. El límite de dimensiones físicas que es capaz de implementar este hardware es el tamaño de un folio DIN A4 (210 x 297 mm).

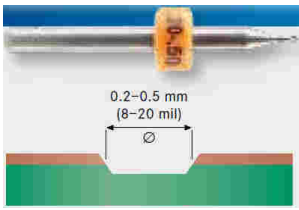
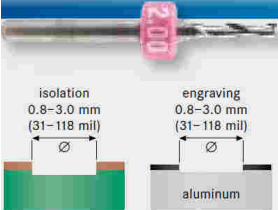
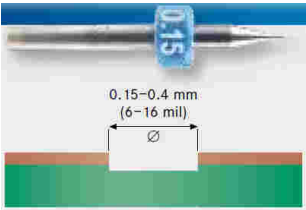
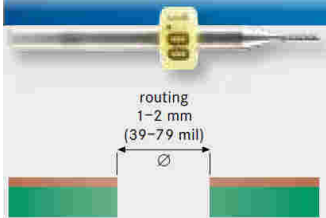
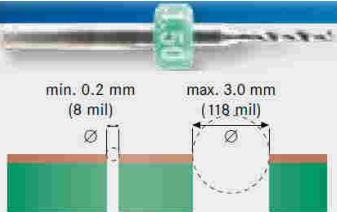
Universal Cutter	End Mill	End Mill RF
		
Se utiliza para marcar el contorno del circuito así como para eliminar cobre de manera precisa.	Permite eliminar cobre con no mucha precisión. Es muy útil para quitar rápidamente el cobre de zonas amplias.	Es la herramienta más precisa de eliminación de cobre. Por ello, se utiliza para la construcción de dispositivos de microondas.
Contour Router		Spiral Drill
		
Realiza el corte del circuito de la lámina de sustrato con la que se trabaja.	Herramienta de taladrado con la que realizar agujeros con diámetros de gran precisión sobre la placa.	

Figura B-3: Herramientas de rutado y corte utilizadas por la fresadora LPKF ProtoMat S100

Anexo C. Puesta en Marcha de la Cámara Anecoica de la EPS-UAM (10 - 20 GHz)

Este proyecto ha contribuido a la mejora de prestaciones de la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior (EPS) de la Universidad Autónoma de Madrid (UAM), de reciente instalación, y ubicada en el laboratorio C-103 de la EPS.

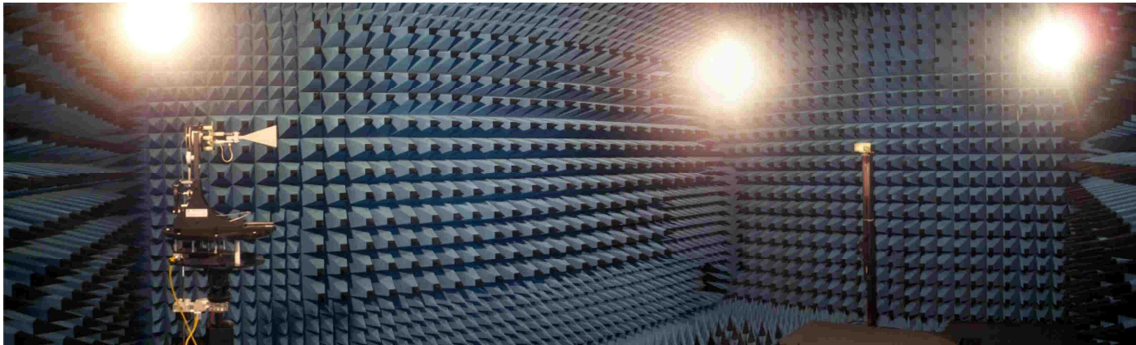


Figura C-1: Cámara Anecoica de la EPS-UAM (C-103)

Una cámara anecoica es un recinto con un blindaje metálico en sus paredes, formando una jaula de Faraday, con un recubrimiento de material absorbente para señales de radiofrecuencia (RF) en su interior (distinto al material absorbente acústico), con el fin de aislar de interferencia externa y simular condiciones de espacio libre en el interior. Este tipo de cámaras de RF tienen múltiples aplicaciones en el campo de las telecomunicaciones, utilizándose para llevar a cabo la medición de parámetros involucrados en comunicaciones móviles, fijas o satelitales tales como el diseño y caracterización de elementos radiantes (antenas).

El recubrimiento contenido en la Cámara Anecoica de la EPS puede hacerla trabajar a frecuencias de hasta 40 GHz. Sin embargo, la frecuencia máxima de trabajo queda limitada por la frecuencia máxima de operación de los analizadores de redes de los que se dispone en los laboratorios de la EPS (hasta 20 GHz). En la actualidad la Cámara Anecoica de la EPS se encuentra correctamente configurada para trabajar en frecuencias inferiores a los 10 GHz, y durante la realización de este trabajo fin de máster ha sido configurada para su funcionamiento en un rango de frecuencias hasta 20 GHz.

Anexo C.1 Equipamiento

A continuación, se presentan brevemente los elementos utilizados para el funcionamiento de la misma.

Material absorbente piramidal

El cometido de los materiales absorbentes es absorber las radiaciones de las antenas de medida de tal manera que no se produzcan efectos de multitrayecto en la medida tomada. Pueden ser de tipo ferrita o piramidal. Éstos últimos presentan mejor coeficiente de reflexión para frecuencias altas (1 GHz - 40 GHz) y generalmente están fabricados de espumas (polímeros) impregnados con carbón.

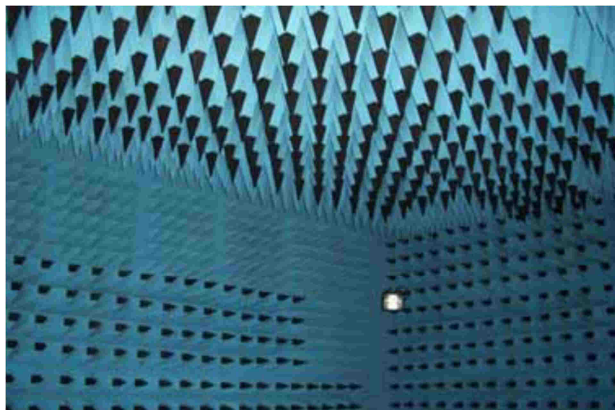


Figura C-2: Material absorbente piramidal

Analizador de redes Agilent – Modelo E5071C

Un Analizador de Redes es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, conocidas como parámetros de dispersión (Parámetros S). Muchas propiedades eléctricas útiles de las redes o de componentes pueden expresarse por medio de los parámetros-S, como por ejemplo la ganancia, pérdida por retorno, relación de onda estacionaria de tensión (VSWR), coeficiente de reflexión y estabilidad de amplificación.

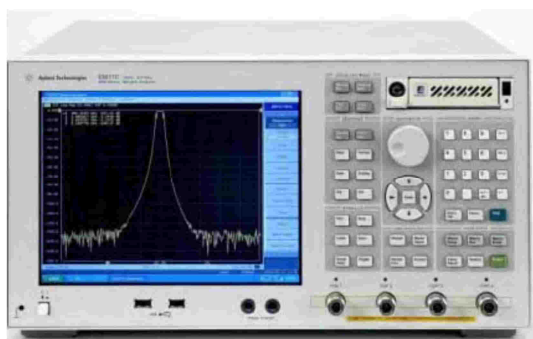


Figura C-3: Analizador de Redes E5071C de Agilent Technologies propiedad de la EPS

Con este analizador de redes es posible realizar medidas de 300 kHz a 20 GHz cubriendo así un amplio rango de frecuencias. Este equipo resulta muy

versátil dado que puede funcionar con una configuración de 2 o 4 puertos, con un rango dinámico > 123 dB, bajo ruido y gran estabilidad a alta temperatura (0.005 dB/ $^{\circ}$ C).

Kit de calibración del analizador de redes

Para la medida de los parámetros S de un circuito de RF se necesita eliminar o sustraer de la medición el efecto de todos aquellos errores sistemáticos como pueden ser las pérdidas en cables, conectores, etc. Para ello previamente a la medida del circuito de RF el VNA necesita ser calibrado. Mediante dicho proceso de calibración se suministra al VNA toda la información necesaria para que después pueda sustraer de la medida del circuito los efectos debidos a los errores sistemáticos mencionados. De esta manera se obtienen los parámetros S justo a la entrada del circuito que se quiere caracterizar. La manera de calibrar el VNA es ir conectando al cable que se va a utilizar en las medidas una serie de terminaciones: un cortocircuito, un circuito abierto y una carga de $50\ \Omega$, que es la impedancia característica del aparato.



Figura C-4: Contenido del kit de calibración 85052D de Agilent Technologies

Cables de medida flexibles

Cables de medida “Agilent 85131E/F/H NMD-3.5 mm -f- to 3.5 mm”, que se conectan a los puertos del analizador de redes para analizar los parámetros de dispersión de las antenas construidas.



Figura C-5: Cables de medida flexibles “Agilent 85131E/F/H NMD-3.5 mm -f- to 3.5 mm”

Sistema de medida de antenas DAMS 6000

Consta de una plataforma giratoria en la colocar los dispositivos de medida, así como de un controlador hardware para su manejo en los planos de elevación y azimuth.

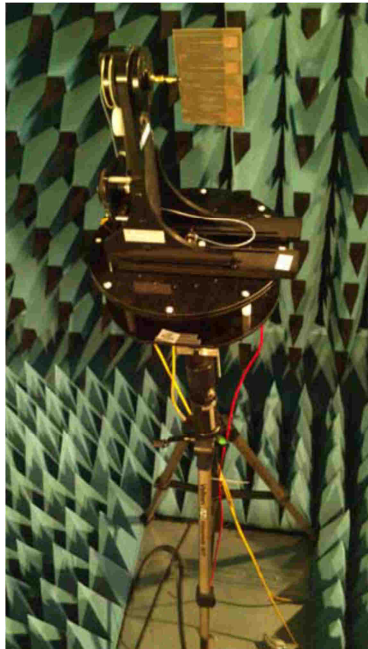


Figura C-6: Plataforma giratoria y control hardware del sistema de medida DAMS 6000

Elementos para ajuste con precisión de antenas y montaje

El sistema DAMS consta de cables RF de precisión, herramientas para el montaje. Cabe destacar el nivelador y el medidor de distancia láser.



Figura C-7: Elementos para ajuste preciso del sistema

Software utilizado para medida de diagrama de radiación

Software de captura de diagramas de radiación multi-frecuencia DAMS Antenna Measurement Studio (Anexo A.4). Controla los planos de elevación y azimuth del sistema de medida DAMS 6000.

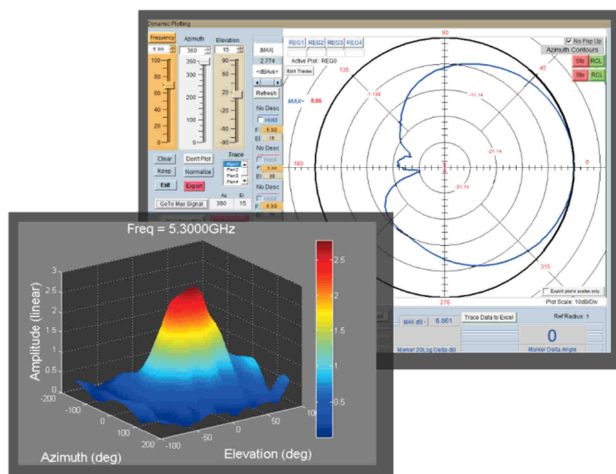


Figura C-8: Software DAMS Antenna Measurement Studio

Amplificadores ZX60-24-S+ Minicircuits

Amplificadores de potencia que trabajan en la banda comprendida entre 5 GHz y 20 GHz. Estos dispositivos han sido fundamentales para poner en funcionamiento la Cámara Anecoica de la EPS-UAM, ya que los amplificadores utilizados para medir a frecuencias menores a los 10 GHz entraban en saturación en dichas frecuencias y, por lo tanto, la medida fiable de coeficiente de transmisión a frecuencias más elevadas no era posible.

Fuentes de alimentación PROMAX FAC-662B

Fuentes de tensión para la alimentación de los amplificadores (5 V).

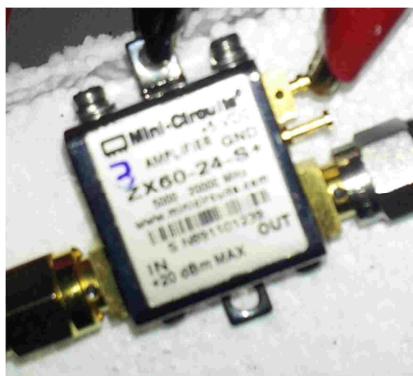


Figura C-9: Amplificadores ZX60-24-S+



Figura C-10: Fuente de alimentación
PROMAX FAC-662B

Anexo C.2 Montaje

La Figura C-11 muestra un esquema de montaje de la Cámara Anecoica con los elementos presentados anteriormente. Tal y como se observa en el mismo, se dispone de una antena calibrada, que actúa a modo de sonda, que se usa como antena de referencia para la medida de radiación del dispositivo bajo análisis.

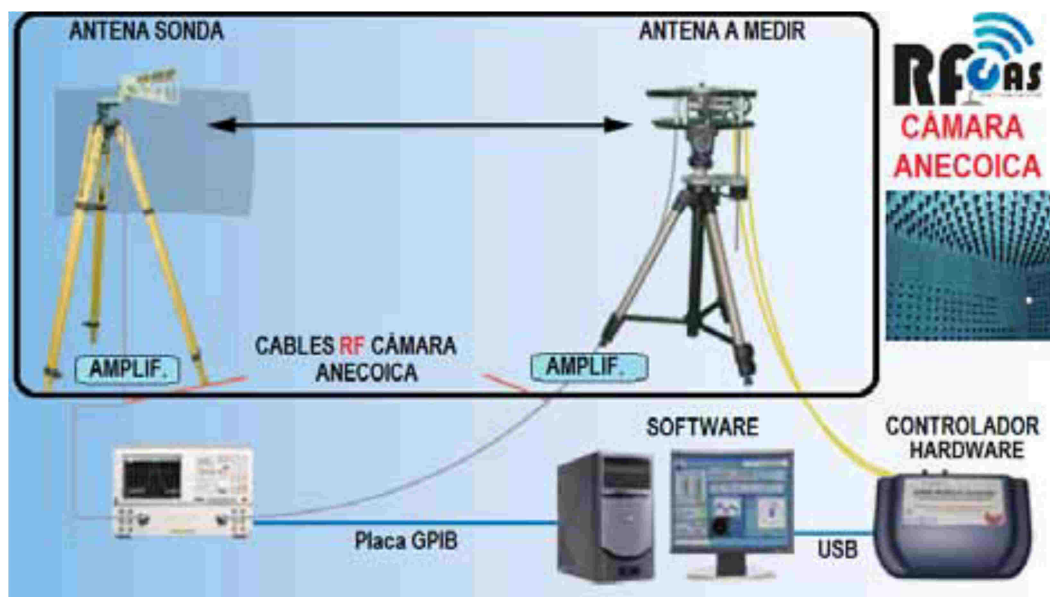


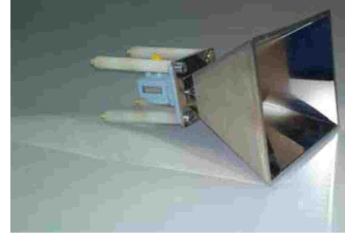
Figura C-11: Esquema de montaje de la Cámara Anecoica de la EPS-UAM y su sistema de control y medida

Los cables RF se conectan con el analizador de redes Agilent - Modelo E5071C. En caso de necesitarse amplificadores, como es el caso para la captura de valores fiables, éstos se intercalarán entre cada una de las dos antenas y el analizador de redes. Debe tenerse presente en todo momento en el enlace propuesto cuál es la antena emisora (fuente) y cuál la receptora de cara a realizar una conexión adecuada de los amplificadores y a seleccionar el parámetro adecuado de medida en el analizador de redes. Es posible realizar medidas a múltiples frecuencias al mismo tiempo, lo que reduce considerablemente el tiempo de medida. El procedimiento a seguir es el siguiente:

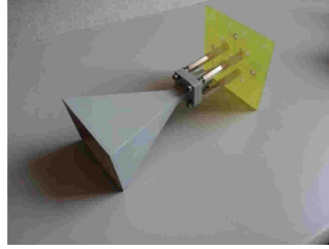
- Seleccionar la sonda adecuada, en función del rango de frecuencias de trabajo. Actualmente se dispone de tres antenas calibradas de tipo bocina que se utilizan como referencia para la medida. Cada una de ellas trabaja en 3 bandas diferentes (2-8 GHz, 8-12 GHz y 12-20 GHz). Para tomar medidas en el rango de los 10-20 GHz deben utilizarse las bocinas de referencia comprendidas en el rango de operación del dispositivo radiante a medir.



(a) Banda de trabajo 2-8 GHz



(b) Banda de trabajo 8-12 GHz



(c) Banda de trabajo 12-20 GHz

Figura C-12: Bocinas de referencia (sonda) disponibles en la cámara anecoica de la EPS-UAM para tomar medidas a diferentes rangos de frecuencias (hasta 20 GHz)

- Situar la bocina de referencia en la polarización a medir (horizontal o vertical). En el caso de trabajar con dispositivos radiantes de polarización circular se deben tomar medidas de ambas polarizaciones y combinarlas de manera adecuada, según la siguiente formula:

$$E_{RHCP}(\theta, \phi) = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\theta}(\theta, \phi) - jE_{\phi}(\theta, \phi)) e^{-j\phi}$$

$$E_{LHCP}(\theta, \phi) = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\theta}(\theta, \phi) + jE_{\phi}(\theta, \phi)) e^{j\phi}$$

- Configuración del analizador de redes: selección de rango de frecuencias y número de puntos de representación, que determinarán las frecuencias a las que el sistema DAMS obtendrá los datos del parámetro S_{21} entre la antena de referencia y la de medida.
- Iniciar el software de medida y encender el controlador hardware. Seleccionar el tipo de analizador de redes utilizado, el tipo de rotación (en el eje de elevación o en el eje de azimuth) en función de la medida a realizar y el número de puntos (precisión de rotación).
- Una vez iniciado el proceso, el software comienza a controlar el analizador de redes (a través de la placa de control GPIB) para tomar medidas del parámetro de transmisión para cada posición angular del plano de medida en el rango de frecuencias seleccionado. El propio software, mediante el controlador hardware, hace que la plataforma vaya girando y se tome dicha medida en cada punto. En la etapa de post-procesado se obtiene el diagrama de radiación para cada una de las frecuencias seleccionadas, que podrá exportarse en formato de texto.

Anexo D. Transición de entrada

La transición de entrada utilizada en los prototipos construidos durante este trabajo se muestra en la Figura D-1. Realiza una adaptación de impedancias de un conector SMA de $50\ \Omega$ tipo panel [28] a guía de onda integrada en sustrato (SIW) a través de una pista microstrip.

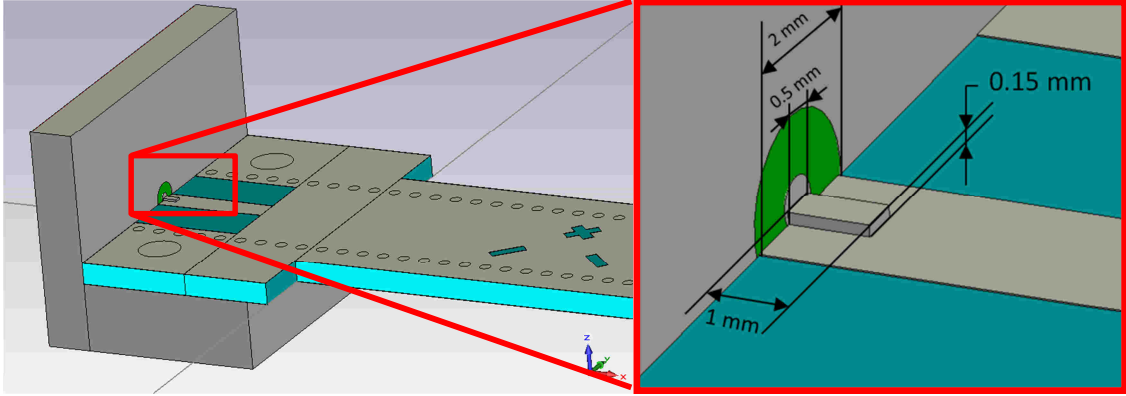


Figura D-1: Transición SMA-microstrip-SIW

Además utiliza un recubrimiento formado por dos piezas de aluminio para confinar la señal y evitar radiaciones indeseadas de la pista microstrip (Figura D-2). Dichas estructuras han sido diseñadas y optimizadas basándose en las transiciones presentadas en [41]. Se ha comprobado por simulación que esta pieza reduce las pérdidas considerablemente, manteniendo un nivel de adaptación muy aceptable. La Figura D-3 y la Figura D-4 muestran los planos de la pieza de aluminio superior e inferior, respectivamente (cotas en mm).

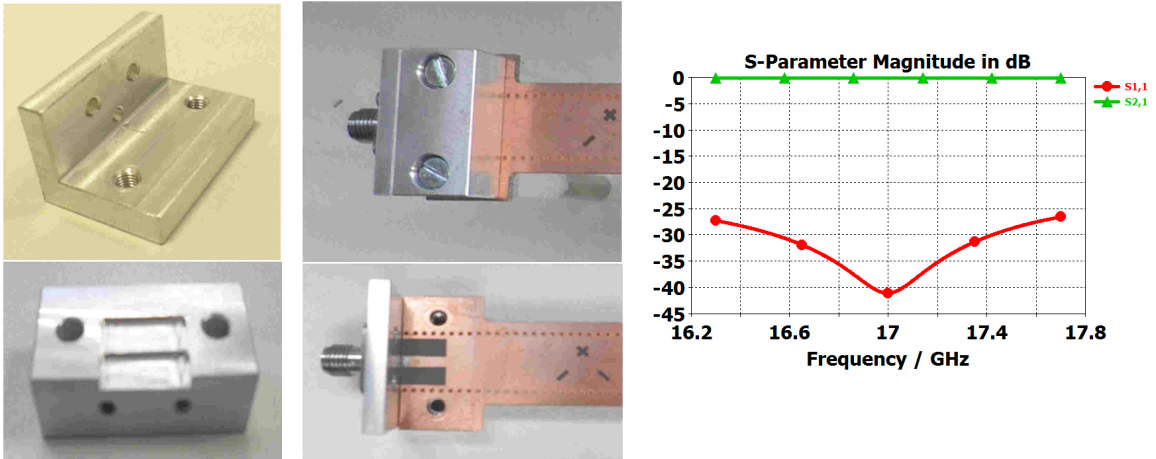


Figura D-2: Transición SMA-microstrip-SIW construida y piezas mecanizadas de aluminio (izq.). Respuesta de parámetros S en dB (der.)

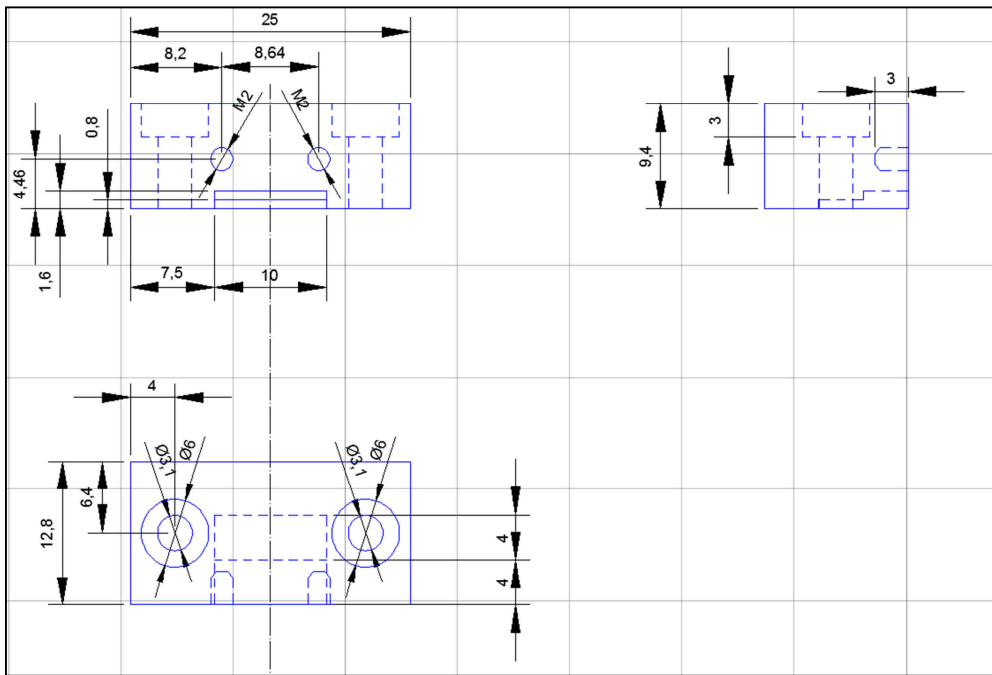


Figura D-3: Planos pieza de aluminio superior

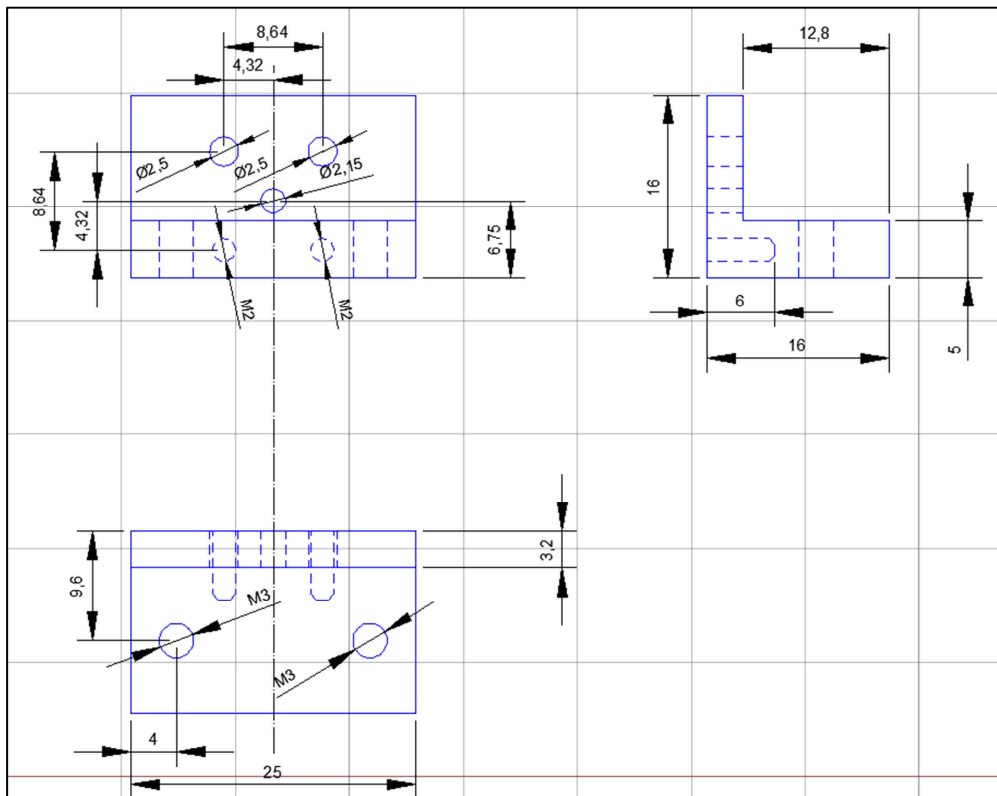


Figura D-4: Planos pieza de aluminio inferior

PUBLICACIONES

- P. Sánchez-Olivares, J. L. Masa-Campos, “Slotted Linear Array with Tuning Vias over Substrate Integrated Waveguide”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Estado: en fase de revisión (Major Revisions).
- P. Sanchez Olivares, J. L. Masa-Campos, J. A. Ruiz-Cruz, and B. Taha-Ahmed, "SIW 2D planar array with four cross slots radiator and tuning vias," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 40, 83-92, 2013.
- P. Sánchez-Olivares and J. L. Masa Campos, “Tuning Vias Four Cross Slot Planar Array over Substrate Integrated Waveguide” *Symposium Nacional URSI 2013*, Santiago (Spain), 11-13 Sept. 2013.
- D. García-Valverde, J. L. Masa-Campos, P. Sánchez-Olivares, B. Taha-Ahmed, J. Córcoles-Ortega, "Linear Patch Array Over Substrate Integrated Waveguide For Ku Band", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, n. 99, pp. 257-260, Jan 2013.
- D. García-Valverde, J. L. Masa-Campos, P. Sánchez-Olivares, B. Taha-Ahmed, J. Córcoles-Ortega, "SIW Patch Array with Internal Coupling Patches", *IEEE International Antennas and Propagation Symposium and URSI North American Radio Science Meeting 2013* (APS-URSI 2013), Orlando - Florida (USA), 7-13 Jul. 2013.